10 F
276 PAGES
N° 1665
FEVRIER 81
LVI[e] ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

JOURNAL DE VULGARISATION

ISSN 0337 1883

HI-FI.AUDIO.VIDEO.ELECTRONIQUE.ARGUS.CB.

DOSSIER DU MOIS

LA HI-FI



- Le magnétoscope BRANDT VK37
- Récepteurs à synthèse de fréquence SONY CRF 1 - ICF 2001
- Une gamme d'appareils de mesure pour cibistes

REALISEZ :

- Un flanger
- Un ampli a C.I. pour servo «4 fils»

BELGIQUE : 81 F.B. • ITALIE : 3.200 LIRES • CANADA : 2 $ • SUISSE : 5 F.S. • TUNISIE : 1,15 DIN • ESPAGNE : 200 PTAS.

LE HAUT-PARLEUR

ADMINISTRATION – REDACTION

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
Directeur de la publication : **A. LAMER**
Directeur : **H. FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **A. JOLY**
Secrétaire de rédaction : **C. DUCROS**

SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIO-ELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 120 000 F

LE HAUT-PARLEUR
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 200-33-05
Télex : PGV 230472 F

La Rédaction du Haut-Parleur décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés.

ABONNEMENTS

	FRANCE	ETRANGER
HAUT-PARLEUR (12 nos + 2 nos spéciaux) 1 AN......................	**110,00 F**	**190,00 F**
Abonnements groupés :		
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE + SONO 1 AN......................	**210,00 F**	**360,00 F**
HAUT-PARLEUR + E. PRATIQUE 1 AN......................	**140,00 F**	**260,00 F**
HAUT-PARLEUR + SONO 1 AN......................	**155,00 F**	**275,00 F**

BULLETIN D'ABONNEMENT : PAGE 76

PUBLICITE :
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
70, rue Compans - 75019 PARIS
Tél. : 200-33-05
C.C.P. PARIS 379360

Commission Paritaire N° 56 701



Distribué par « Transport Presse »

Dépôt légal 1er trimestre 1981
N° EDITEUR : 594

sommaire

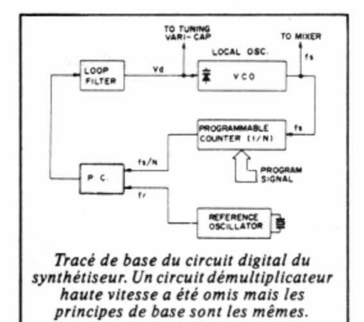


SX-D 5000 : DON DE SYNTHESE POUR UN TWINER

Le condensateur variable est mort. Vive le synthétiseur. Philippe Folie-Dupart a examiné à la loupe ces circuits intégrés du nouvel ampli-tuner SX-D5000 twiner.

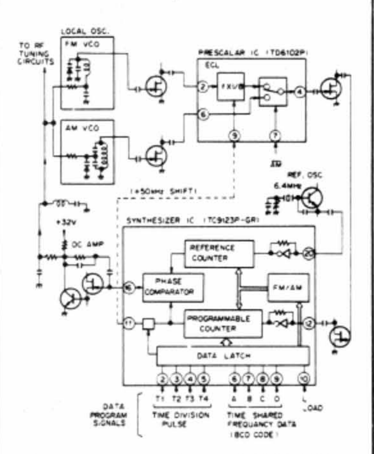
On ne le dira jamais assez, les ampli-tuners ont bien changé ! N'en déplaise aux amateurs des gros postes d'après-guerre. Sans doute écraseront-ils une larme rétro à la vue des circuits intégrés du SX-D 5000. Mais, s'ils ne sont pas confits en nostalgie, ils devront bien reconnaître que la technique a du bon. Foin de considérations, entrons dans le ventre de la bête et examinons ce fameux synthétiseur.

Le principe général est le suivant : le signal de sortie fs (Fig. 1) de l'oscillateur local à voltage contrôlé (VCO) induit une division de fréquence de



Tracé de base du circuit digital du synthétiseur. Un circuit démultiplicateur haute vitesse a été omis mais les principes de base sont les mêmes.

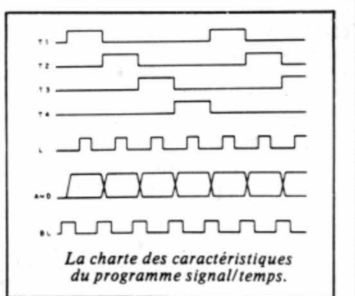
1/N dans le compteur programmable ; division suivie d'une comparaison de phase avec le signal de sortie fr provenant de l'oscillateur de référence à cristal contrôlé. Le signal émanant du comparateur de phase passe ensuite au travers d'un filtre en boucle pour être transformé en voltage Vd continu qui, en retour, contrôle le VCO. Tant que fs/N est égal à fr dans cette boucle fermée, la fréquence de sortie VCO sera N fois la fréquence de référence (N est un nombre entier).



Le circuit du synthétiseur du SX-D 5000.

Tant que le compteur programmable fait varier le facteur N de division de fréquence en fonction du programme du signal, la fréquence de sortie fs du VCO sera déterminée en fonction du programme du signal, devenant N fois (où N est un multiple entier) la fréquence fr de référence.

Voilà pour les généralités. Sur le SX-D 5000, le principal composant du circuit du synthétiseur est le TC 9123 P-GR C Mos IC. A cause des restrictions liées aux limites en fréquence opérationnelle du circuit intégré, la fréquence de l'oscillateur local durant la réception FM est divisée par 8 dans le circuit intégré préechelonné ECL (émetteur couplé logique) TD 6102 P appliquée antérieurement au CI TC 9123 P-GR. Les signaux des caractéristiques du programme utilisé pour désigner l'opération FM/AM et le rapport de division de fréquence du compteur programmable consistent en différents signaux : un code BCD d'impulsion (A-D) ; une impulsion de division de temps (T1 - T4) et une impulsion de charge (L). La figure 3 montre



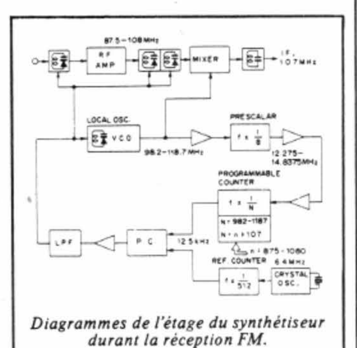
La charte des caractéristiques du programme signal/temps.

la charte des caractéristiques programme du signal temps.

Des nombres de 0 à 9 sont appliqués en code BDC (système décimal codé binaire) au circuit intégré TC 9123 P-GR du synthétiseur par les entrées A-D selon le timing T1-T4. Le rang 1 de la fréquence de réception est appliqué au temps T1 puis le rang 10 au temps T2, le rang 100 à T3 et le 1000 à T4. Ces données en temps partagé sont ensuite composées par le circuit de fermeture pour former le rapport de division de fréquence. Tant que le rang 1000 n'entraîne que le nombre 1, la caractéristique fréquence est appliquée seulement à l'entrée A au temps T4. Les entrées B, C, D, servant comme caractéristique de désignation du mode opérationnelle FM/AM. La tension L est l'impulsion de charge utilisée pour prévenir une mauvaise interprétation de la caractéristique d'entrée. La fermeture débutant avec une baisse de l'impulsion de charge. Le système du synthétiseur du SX-D 5000 opère sur la base d'impulsion de division de temps T1-T4 préparées par le contrôle TC 9124 AP. Le transfert de caractéristiques est fondé sur la division dynamique du temps.

Durant la réception FM (figure 4), le saut opérationnel de base de 100 kHz et le préechelonnement divisant la fréquence par 8, entraîne que la fréquence de comparaison de phase sera de 12,5 kHz. Le signal de fréquence de référence est obtenu en divisant la tension de sortie de 6,4 MHz de l'oscillateur à cristal par 512. Tant que la bande de réception va de 87,5 MHz à 108 MHz et que la fréquence

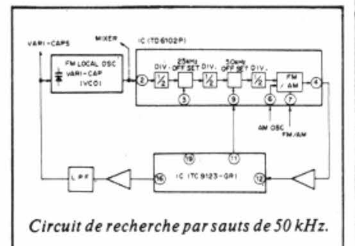
intermédiaire est à 10,7 MHz, la fréquence de l'oscillateur local se situera entre 98,2 Mhz



Diagrammes de l'étage du synthétiseur durant la réception FM.

et 118,7 MHz. Après division par 8 dans le prééchelonnement, cette gamme sera de 12,275 MHz à 14,8275 MHz. Désormais, les 12,5 kHz peuvent être obtenus en plaçant le rapport N de division de fréquence du compteur programmable de 982 à 1187 pour comparaison avec le signal de référence dans le comparateur de phase. La tension du comparateur de phase traverse un filtre passe-bas vers le circuit d'accord à capacité variable, résultant de la fréquence de l'oscillateur local bloqué sur 8 N fois la fréquence de référence (12,5 kHz) ou, en d'autres termes, N fois 100 kHz.

Tant que la caractéristique de réception de fréquence (N) appliquée au synthétiseur IC (TC 9123 P-GR) est montrée dans le tube indicateur FL (affichage de fréquence) comme 875-1080, le rapport de division de fréquence nécessaire peut-être obtenu à partir de la caractéristique de division de fréquence en programmant le rapport N = n + 107 durant la réception FM.



Circuit de recherche par sauts de 50 kHz.

Sur le modèle SX-D 5000 S/G, la recherche par sauts de 50 kHz est possible. Le circuit de la figure 5 changera simplement la fréquence de réception. En alternant le rapport de division de fréquence N, un circuit de dérive de 50 kHz peut être activé à chaque deuxième décalage de 100 kHz, ce qui a pour résultat de changer la fréquence de réception en sauts de 50 kHz.

Durant la réception AM, sur la plage de fréquences 525 kHz à 1605 kHz, le signal IF étant placé à 460 kHz, le circuit de prééchelonnage n'est pas nécessaire. Tant que les fréquences sont décalées par sauts de 1 kHz, la fréquence du comparateur de phase sera de 1 kHz. Le signal de référence est obte-

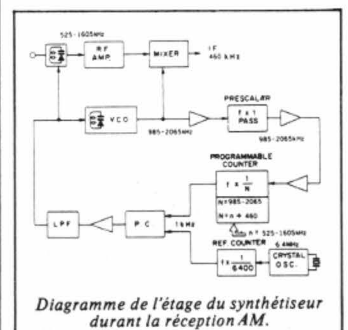


Diagramme de l'étage du synthétiseur durant la réception AM.

nu en divisant la fréquence de l'oscillateur cristal (6,4 MHz) par 6400. La fréquence de l'oscillateur local se situant entre 985 kHz et 2065 kHz, 1 kHz est obtenu en plaçant le rapport du compteur de fréquence programmable sur la plage 985 - 2065. Ceci est comparé avec le signal de référence dans le comparateur de phase. La tension à la sortie de ce comparateur est ensuite appliquée au circuit d'accord à capacité variable vers un filtre passe-bas ce qui a pour résultat de bloquer la fréquence de l'oscillateur local sur N fois la fréquence de référence (1 kHz).

De nouveau, tant que les caractéristiques de la fréquence de réception (n) appliquées au synthétiseur IC (TC 9123 P-GR) est visible dans le tube indicateur FL (affichage de la fréquence) de 525 à 1605, le rapport de division de fréquence nécessaire peut être obtenu à partir des caractéristiques de cette fréquence de réception en programmant le rapport de division de fréquence sur N = n + 460 durant la réception AM.

Les férus d'électronique comprendront. Quant aux autres, eh bien, qu'ils se contentent d'écouter ce nouveau twiner. On vous le disait... la technique a parfois du bon !

P.F.D.

UNE GAMME D'APPAREILS DE MESURE POUR LES CIBISTES :

Tos-mètres
Watt-mètres
Mesureurs de champ

DANS l'exploitation d'un ensemble émetteur-récepteur pour la C.B., un souci primordial doit être le rendement. Une course à la puissance ne servirait à rien, en effet, si, par suite d'une installation défectueuse ou mal réglée, l'antenne ne rayonnait qu'une faible partie de la puissance délivrée par les étages de sortie de l'émetteur.

Lors de toute mise en service d'un matériel émetteur-récepteur, il apparaît donc indispensable de contrôler l'adaptation de l'antenne. Pour cela, on peut mesurer le taux d'ondes stationnaires dans la ligne de raccordement, et rechercher le maximum de puissance rayonnée.

Les appareils de la gamme JD (distribués en France par Tekelec) dont nous regroupons ici l'étude, sont conçus pour la mesure du TOS. Certains d'entre eux permettent également une mesure de la puissance de l'émetteur, et une évaluation de l'intensité du champ rayonné par l'antenne.

On ne saurait aborder l'étude de ce genre de matériel sans rappeler quelques notions fondamentales sur les lignes : c'est par quoi nous commencerons, en essayant de rester très simple.

A

PROPAGATION DES COURANTS HF SUR UNE LIGNE

Dans le domaine des fréquences industrielles (réseau à 50 Hz) et des basses fréquences (amplificateurs pour la musique), on a tendance à considérer que les fils servant à relier entre eux divers appareils, ou plusieurs parties d'un même appareil, sont de simples conducteurs ohmiques.

Or tout conducteur, ou tout ensemble de conducteurs, se comporte aussi comme une inductance, et présente des capacités par rapport au sol, aux masses métalliques voisines, aux autres conducteurs. En basse fréquence, les selfs parasites ont une impédance pratiquement nulle, et les condensateurs offrent une impédance quasi infinie. Il est donc justifié de les négliger. Ceci, par contre, cesse d'être vrai en haute fréquence.

– I –

Qu'est-ce qu'une ligne

On appellera ligne un ensemble de deux conducteurs, utilisés par exemple pour relier un générateur à un récepteur. Une ligne peut être formée de deux fils parallèles. Elle peut, aussi, se présenter sous la forme d'un câble coaxial : l'un des conducteurs est alors le fil central ; l'autre est la gaine extérieure.

C'est ce dernier type que les Cibistes emploient pour raccorder leur antenne à leur poste. A l'émission, le poste est le générateur, tandis que l'antenne constitue le récepteur. Les rôles s'inversent à la réception, où l'antenne devient le générateur, dont les signaux HF sont transmis au récepteur par la ligne.

– II –

Les paramètres d'une ligne

Il est malaisé de représenter un coaxial sur une feuille plane : nous symboliserons donc toutes nos lignes sous forme de deux fils parallèles, ce qui ne change fondamentalement rien au problème.

Dans le domaine des basses fréquences, les constituants d'un circuit (selfs, condensateurs, résistances) sont localisés, comme le montre la figure 1. On pourrait ainsi fabriquer une « ligne » en BF, par le montage en cascade de quadripôles élémentaires tous semblables, de type RLC.

En HF (fig. 2), chaque portion de fil de longueur très petite dx, offre une self Ldx, et une résistance Rdx. Chaque portion de l'ensemble des deux fils, constitue un condensateur élémentaire

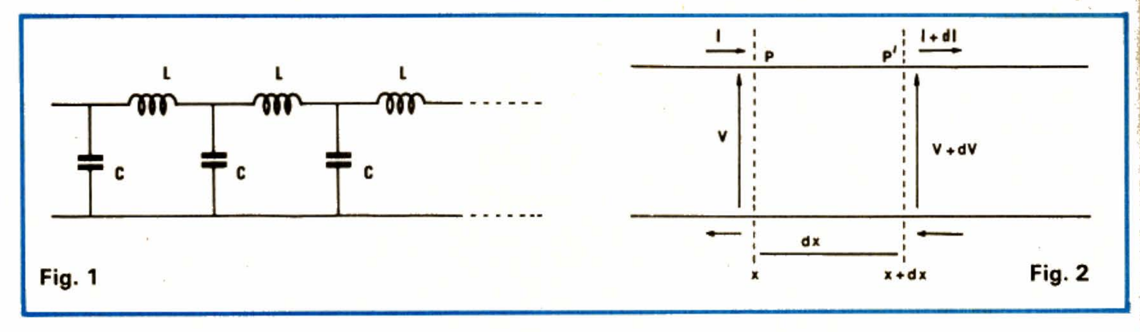


Fig. 1

Fig. 2

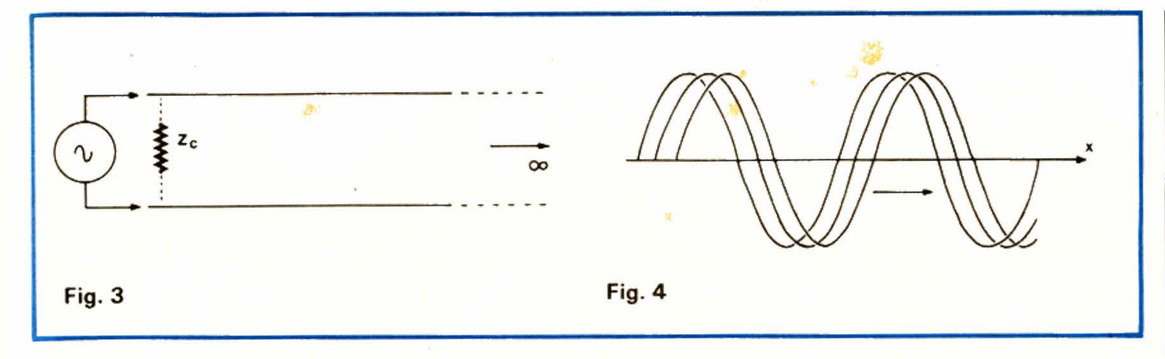


Fig. 3 Fig. 4

Cdx, et une conductance de fuite (à travers l'isolant qui sépare les deux fils) Gdx.

– III –

Lignes sans pertes et lignes avec pertes

Le cas général que nous venons d'évoquer, est celui des lignes avec pertes. En effet, il y a alors :
– Des pertes par effet Joule dans les fils, à cause de leur résistance.
– Des pertes par passage de courant HF à travers les isolants.

Toutefois, pour des lignes relativement courtes (c'est le cas qui nous intéresse ici, la longueur n'excédant pas quelques mètres), on peut négliger les pertes. Monsieur de la Palisse lui-même dirait alors qu'il s'agit de lignes sans pertes, où n'interviennent plus que la self et la capacité. Alors que l'outil mathématique nécessaire au traitement des lignes avec pertes fait appel à la trigonométrie hyperbolique, il suffit de recourir à la trigonométrie circulaire usuelle pour étudier les lignes sans pertes.

Dans ces dernières, on considérera :
– l'inductance par unité de longueur, L ;
– la capacité par unité de longueur, C.

Qu'on se rassure d'ailleurs : l'immense majorité des Cibistes n'ayant pas plus d'intimité avec les mathématiques qu'avec les éventuels habitants d'une lointaine planète de la galaxie, nous leur épargnerons tout calcul, ne livrant que les résultats.

– IV –

Impédance caractéristique d'une ligne

Revenons à la figure 2. Puisque nous sommes dans le domaine des hautes fréquences, la longueur d'onde n'est plus très grande devant la longueur de la ligne. A un instant donné, les intensités diffèrent alors en deux points voisins P et P' d'un même fil, où elles prennent les valeurs I (en P) et I + dI (en P'). De même, et toujours à un instant donné, la différence de potentiel V entre les deux fils, au point P, diffère de la différence de potentiel V + dV au point P'.

Mais, lorsqu'on intègre les équations différentielles qui régissent le comportement du système, on s'aperçoit que le rapport de la différence de potentiel V à l'intensité I, reste le même en tous les points de la figure, et a pour expression :

$$\frac{V}{I} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Puisque les grandeurs L et C sont caractéristiques d'une ligne donnée (elles dépendent de sa géométrie, et des matériaux utilisés à la construction), il en est de même de ce rapport.

Or, en divisant une tension par une intensité, on obtient une impédance (penser à la loi d'Ohm). Le rapport

$$\frac{V}{I}$$

est donc une impédance qui caractérise la ligne étudiée : on l'appelle son **impédance caractéristique Z_c :**

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Ainsi, lorsqu'on parle d'un « câble coaxial de 50 Ω », cela signifie que la ligne formée par ce câble coaxial, présente une impédance caractéristique :

$$Z_c = 50\ \Omega$$

– V –

Ligne de longueur infinie attaquée par un générateur

Toujours grâce à des calculs que nous n'expliciterons pas, on peut montrer que, si une ligne d'impédance caractéristique Z_c avait une longueur infinie (fig. 3), l'impédance vue de son entrée serait égale à l'impédance caractéristique Z_c.

Si on attaque cette ligne par un générateur sinusoïdal, on pourrait alors montrer que les grandeurs V et I ont toujours la même phase relative à un instant donné, mais que cette phase varie le long de la ligne : il s'agit **d'ondes progressives** (fig. 4).

Physiquement, on peut se représenter une onde progressive en projetant, sur un plan, l'image d'une hélice tournant à vitesse constante aurour de son axe (faire tourner un ressort à boudin éclairé par une lampe et regarder son ombre sur une feuille de papier).

– VI –

Ligne de longueur finie fermée par une impédance

C'est le cas de la figure 5, où la ligne d'impédance caractéristique Z_c, attaquée par un générateur d'impédance de sortie Z_c, est fermée, à son autre extrémité, sur une impédance Z. Dans un souci de simplification, nous nous limiterons d'ailleurs au cas où l'impédance de charge se réduit à une simple résistance R.

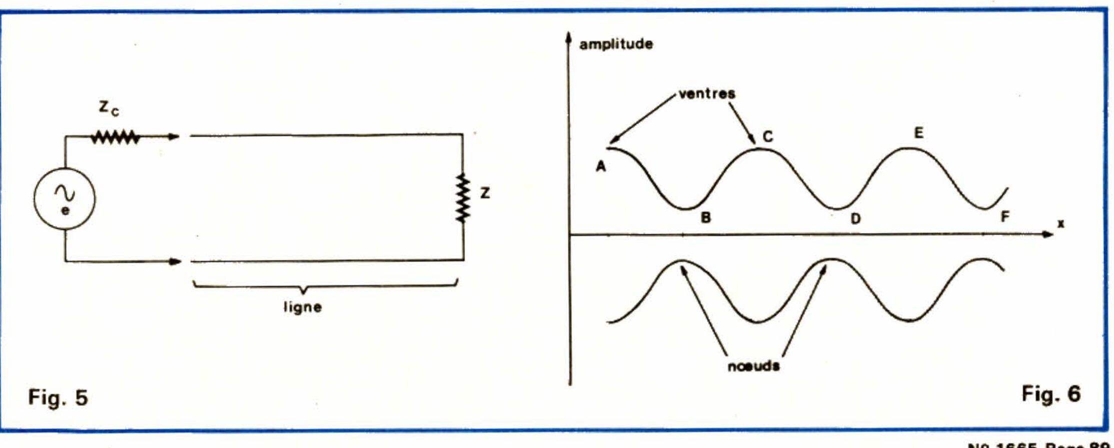
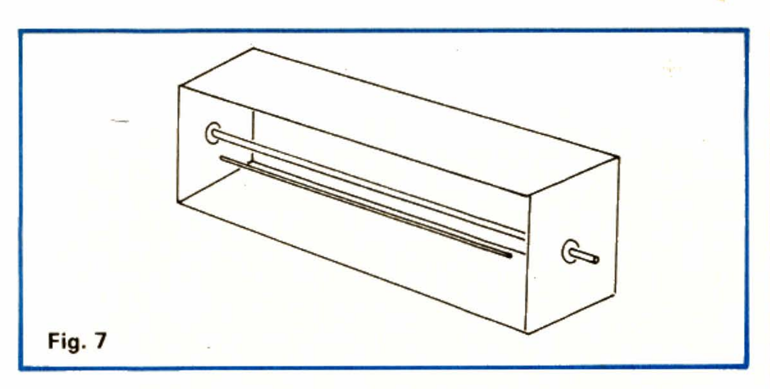


Fig. 5 Fig. 6


Fig. 7

Un calcul que, là encore, nous n'effectuerons pas, montre qu'il s'établit une répartition **stationnaire** du potentiel, le long de la ligne. Si on appelle V_r la tension aux bornes de la charge, on s'aperçoit que le potentiel stationnaire, le long de la ligne, passe par des maxima V_{max} et des minima V_{min}, avec :

$$V_{min} = V_r$$

$$V_{max} = \frac{Z_c}{R} V_r$$

On a coutume de noter S le rapport

$$S = \frac{Z_c}{R}$$

qui s'appelle « taux d'ondes stationnaires » (TOS) ou, en anglais, « standing wave ratio » (SWR).

Physiquement, tout se passe comme si la distribution de potentiel, le long de la ligne, résultait de la superposition de deux ondes progressives :

– Une onde se propageant du générateur vers le récepteur, et dite onde directe.

– Une onde qui, après réflexion sur la charge, se propage de celle-ci vers le générateur : c'est l'onde réfléchie.

Graphiquement, la figure 6 donne une représentation du phénomène. Les trois courbes dessinées, correspondent à trois instants successifs. En des points comme A, C, E, les variations de potentiel sont maximales : ce sont des **ventres** de tension. En des points tels que B, D et E, les variations sont minimales : ce sont des **nœuds** de tension.

Il est important de noter ce qui se passe lorsque la ligne est fermée par son impédance caractéristique Z_c. A ce moment, le taux d'ondes stationnaires prend la valeur particulière :

$$S = \frac{Z_c}{Z_c} = 1$$

ce qui montre que $V_{min} = V_{max}$. Autrement dit, il n'y a plus ni maximum ni minimum, c'est-à-dire encore... qu'il n'y a plus d'ondes stationnaires. Il n'y a donc pas réflexion sur la charge, qui absorbe toute l'onde directe, donc l'énergie fournie par le générateur.

C'est évidemment le cas idéal, dont il faudra essayer de se rapprocher autant que possible, dans toute installation d'un émetteur.

Cette constatation nous conduit au problème de la mesure du TOS, à quoi sont principalement destinés les appareils JD que nous présentons ensuite.

– VII –

Mesure du taux d'ondes stationnaires

Le taux d'ondes stationnaires, dépend directement du rapport entre l'amplitude de l'onde incidente, et celle de l'onde réfléchie. Sa mesure peut donc se ramener à celle de ces deux amplitudes.

En fait, on ne mesure pas alors directement le taux d'ondes stationnaires, mais le coefficient de réflexion ρ :

$$\rho = \frac{\text{amplitude onde réfléchie}}{\text{amplitude onde incidente}}$$

Il est facile, d'ailleurs, de montrer que ρ et S dépendent l'un de l'autre par la relation :

$$\rho = \frac{S - 1}{S + 1}$$

Par exemple, pour un TOS égal à 2, on aura un coefficient de réflexion :

$$\rho = \frac{2 - 1}{2 + 1} = 0{,}33$$

Le dispositif de mesure peut prendre l'allure indiquée dans les figures 7 et 8. La figure 7 montre qu'il s'agit d'une ligne « presque » coaxiale. En effet, le conducteur extérieur devient ici un U métallique, ce qui permet l'accès au conducteur central. Parallèlement à ce dernier, on place un autre conducteur qui sert d'antenne, et capte le champ électrique. Le tout, par deux bornes de sortie coaxiales, se branche entre la sortie de l'émetteur, et l'extrémité de la ligne allant vers l'antenne.

Le circuit électrique complet est celui de la figure 8. A partir du point central de « l'antenne », relié à la masse par la résistance R, on dispose de deux longueurs égales l de capteur. Les différences de potentiel induites sont redressées par les diodes D_1 et D_2, filtrées par les condensateurs C_1 et C_2, et appliquées à un galvanomètre G dont la sensibilité peut être réglée à l'aide du potentiomètre P. Par l'intermédiaire du commutateur K, on peut brancher le galvanomètre soit sur D_1, c'est-à-dire à la sortie de l'émetteur, soit sur D_2.

La première mesure donne une déviation proportionnelle à l'amplitude de l'onde émise. En ajustant le potentiomètre P, on s'arrange pour obtenir alors la déviation totale du galvanomètre. Ensuite, sans retoucher à celui-ci, on bascule K vers la diode D_2. Avec la même sensibilité, la déviation est maintenant proportionnelle à l'amplitude de l'onde réfléchie, ce qui permet une lecture du coefficient de réflexion ρ.

Dans la pratique, puisque nous avons vu que ρ était relié au taux d'ondes stationnaires S, on gradue directement le galvanomètre en TOS : c'est ce que montre la photographie de la figure 9.

Remarquons que la première mesure, après étalonnage (il faut alors éliminer le potentiomètre P et le remplacer par une résistance calibrée au montage), donne directement la puissance HF disponible à la sortie de l'émetteur.

– VIII –

Que faire en cas de désadaptation ?

L'idéal serait évidemment un TOS égal à l'unité : dans ces conditions, toute la puissance fournie par l'émetteur, est transmise à l'antenne.

Dans la pratique, cet idéal n'est jamais atteint. Il en résulte donc une perte de puissance, liée à la valeur de S. Nous donnons ci-dessous la correspondance entre le pourcentage de puissance perdue, et le TOS :

S = 1,5 perte = 3 %
S = 2 perte = 11 %
S = 3 perte = 25 %
S = 4 perte = 38 %
S = 5 perte = 48 %

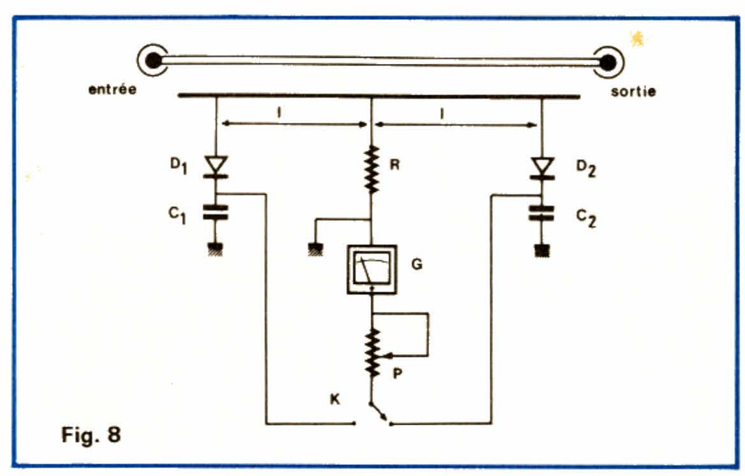
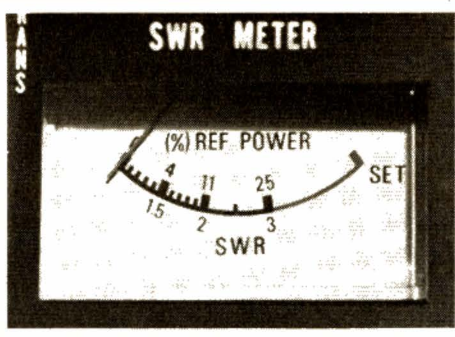


Fig. 8



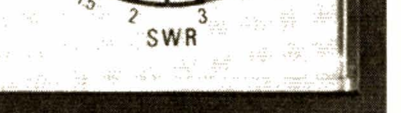


Fig. 9

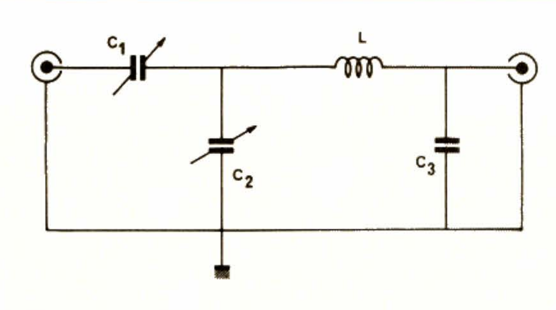


Fig. 11

Dans la pratique, on considère que l'installation est satisfaisante si le TOS ne dépasse pas 2.

Au cas où on n'obtiendrait pas directement ce résultat, il serait possible d'améliorer l'adaptation en intercalant, entre la sortie de l'émetteur et la ligne d'antenne, un filtre transformateur d'impédance. Un tel dispositif est prévu dans la gamme des appareils JD, et c'est par lui que nous commencerons la revue de ces matériels.

B

LES APPAREILS JD

Notons d'entrée que ces appareils ne sont pas réservés à l'usage exclusif des cibistes. En effet, plusieurs d'entre eux couvrent une très large gamme de fréquences, parfois de 1,5 MHz à 144 MHz : ils intéressent donc, aussi, tous les radioamateurs.

J.D. Modèle 140

Voici l'adaptateur d'impédance (fig. 10) annoncé un peu plus haut. Il s'agit d'un filtre LC ajustable, grâce à deux condensateurs variables C_1 et C_2 (fig. 11).

Cet appareil s'installe donc à demeure entre l'émetteur et la ligne d'antenne. Il est d'ailleurs logique de le faire précéder d'un pont de mesure du TOS qui, lui aussi, peut rester branché en permanence, car il ne prélève qu'une fraction tout à fait négligeable de la puissance émise.

Les condensateurs C_1 et C_2 servent respectivement à caler le filtre sur la fréquence de travail, et à régler le rapport de transformation d'impédance. Ils doivent donc être retouchés ensemble, jusqu'à obtention du meilleur résultat, qui correspond à un TOS très voisin de l'unité.

Le filtre JD140 est utilisable dans une bande de fréquences de 25 MHz à 40 MHz, et pour une puissance maximale de 100 W.

J.D. Modèle 420

Il s'agit là (fig. 12) d'un pont de mesure du taux d'ondes stationnaires, couvrant la gamme de S = 1 à S = 3, avec une précision de ± 5 %.

Comme tous les appareils de la série, il est prévu pour une impédance de 52 Ω. Son domaine d'application s'étend de 3,5 MHz à 50 MHz.

Le schéma du mesureur de TOS JD420, découle du principe que nous avons illustré à la figure 8, mais avec quelques modifications pratiques, comme le montre la figure 13. Ici, les lignes L_1, L_2 et L_3 sont réalisées sous forme de rubans de cuivre sur un circuit imprimé. Au lieu d'une seule antenne de mesure avec une résistance centrale, on dispose d'une antenne pour la mesure de l'onde directe (ligne L_2 et diode D_1), et d'une autre pour l'onde réfléchie (ligne L_3 et diode D_2).

Le JD420 est extrêmement compact (85 × 55 × 55 mm), et trouvera place sous le plus petit tableau de bord.

J.D. Modèle 310

Il s'agit d'une version plus évoluée du type 420, puisque le type 310 mesure non seulement le taux d'ondes stationnaires, mais aussi la puissance HF de l'émetteur auquel on le raccorde (fig. 14).

Comme précédemment, la mesure des TOS, avec une précision de ± 5 %, s'étend de S = 1 à S = 3, dans une bande de fréquences s'étalant de 3,5 MHz à 50 MHz.

Pour les mesures de puissance, où la précision atteint ± 10 %, le maximum se situe à 10 W : on sait que cela suffit amplement aux Cibistes respectueux de la loi.

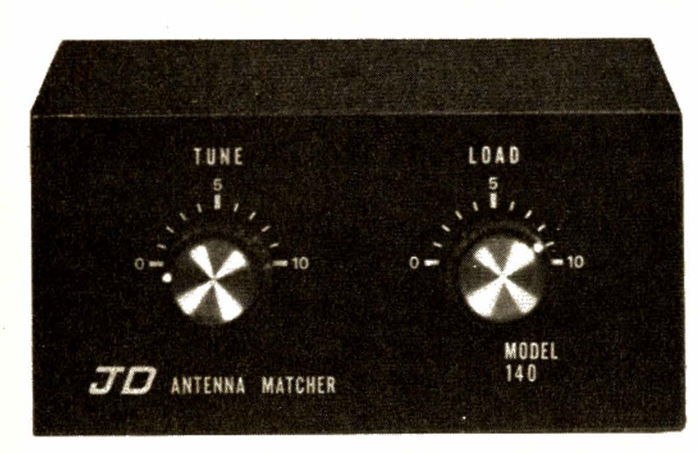


Fig. 10

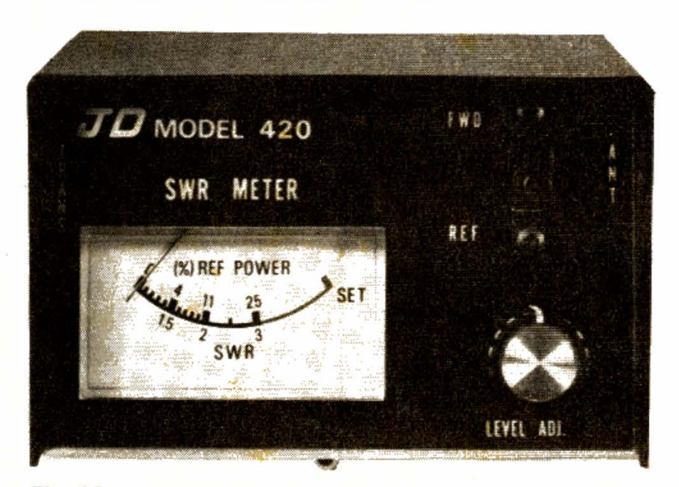


Fig. 12

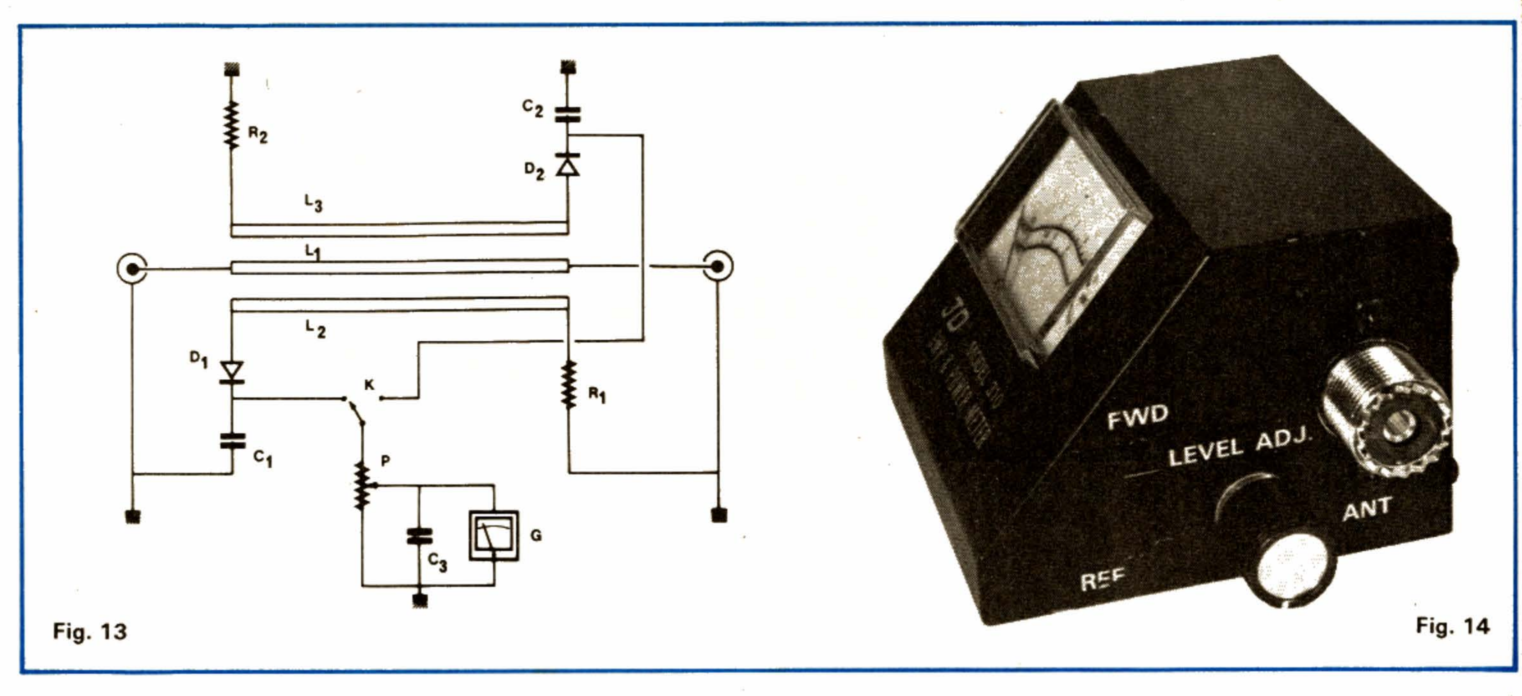


Fig. 13

Fig. 14

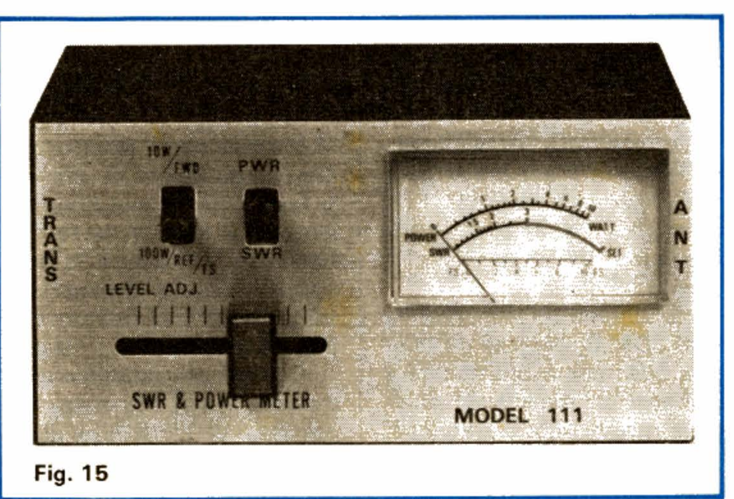


Fig. 15

J.D. Modèle 111

Peu à peu, nous gravissons les échelons de la gamme JD, avec des appareils dont les possibilités s'élargissent. Aux mesures de TOS et de puissance de sortie, le type 111 ajoute une fonction « mesureur de champ », grâce à une petite antenne fouet amovible (fig. 15).

Pour le TOS, les mesures sont toujours possibles de S = 1 à S = 3. La mesure des puissances s'étend maintenant sur deux gammes, avec respectivement 10 W et 100 W à pleine échelle, toujours pour une précision de ± 10 %.

On effectue les mesures de champ, en connectant l'antenne, de 5 pouces de long, sur une prise à l'arrivée du coffret. L'ensemble est alors placé au voisinage de l'antenne d'émission, et permet de rechercher un maximum du champ rayonné, donc d'aider au meilleur réglage de l'ensemble émetteur, ligne, antenne.

Ajoutons que la gamme des fréquences couvertes est remarquablement étendue : de 1,5 MHz à 144 MHz !

J.D. Modèle 175

Ce modèle (fig. 16) regroupe trois fonctions différentes : la mesure des TOS, avec les mêmes caractéristiques que précédemment ; la mesure des champs ; l'adaptation de l'émetteur à la ligne. Grâce à cette dernière fonction, il englobe donc les possibilités offertes par l'adaptateur 140, qui ouvrait notre liste. Par contre, les mesures de puissance ne sont pas ici prévues.

Pour les mesures de TOS et de champ, la gamme des fréquences va de 1,5 MHz à 144 MHz. Par contre, en fonction adaptation d'impédances, elle se limite à la fonction 25 MHz, 40 MHz.

J.D. Modèle 171

Voici encore, regroupées dans un même appareil (fig. 17), les possibilités que nous avions précédemment rencontrées dans plusieurs modèles plus simples, sous forme séparée. Le 171 mesure en effet les TOS (de 1 à 3), et la puissance de sortie (en deux gammes, de 0 à 10 W et de 0 à 100 W avec une précision de ± 10 %). Il travaille aussi en mesureur de champ, et le tout pour les

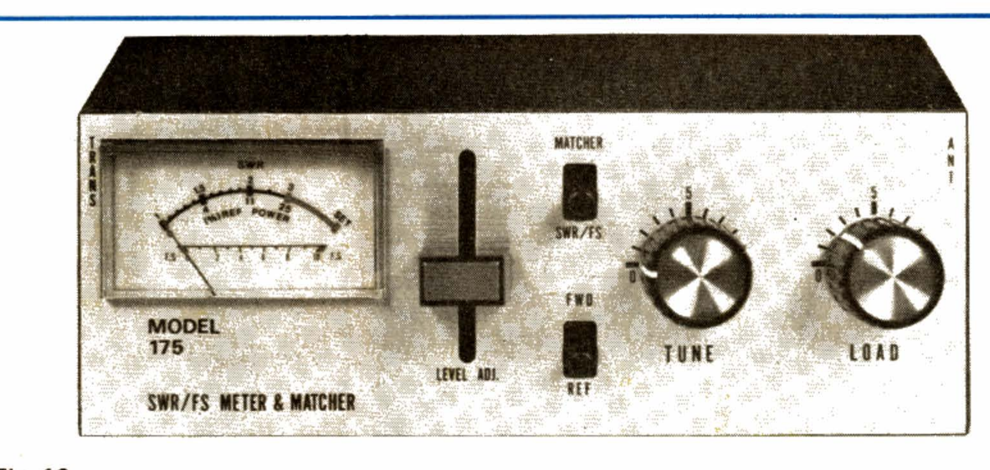


Fig. 16

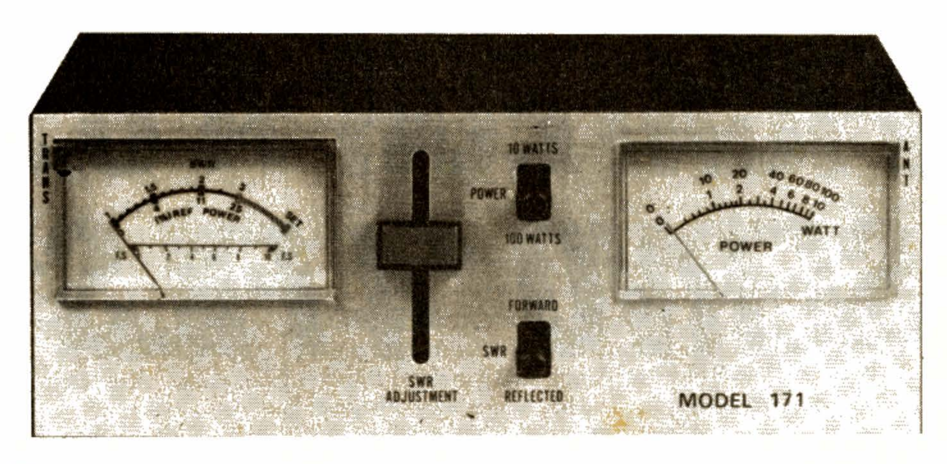


Fig. 17

fréquences comprises entre 1,5 MHz et 144 MHz.

Grâce à un affichage sur deux galvanomètres distincts, il est possible de continuer à lire la puissance, quand on effectue les mesures de TOS.

Nous avons profité de nos investigations sur le JD171, pour prendre la photographie qu'on trouvera à la figure 18. Elle explicite la structure d'une ligne de mesure, conforme à celle du schéma de la figure 8. On y distingue le U qui enferme le câble central, avec, de part et d'autre de ce dernier, les deux conducteurs qui prélèvent le champ électrique HF.

J.D. Modèle 178

Il s'agit de l'appareil de haut de gamme de la série (fig. 19), puisqu'il rassemble la totalité des fonctions que, jusqu'à présent, nous avons

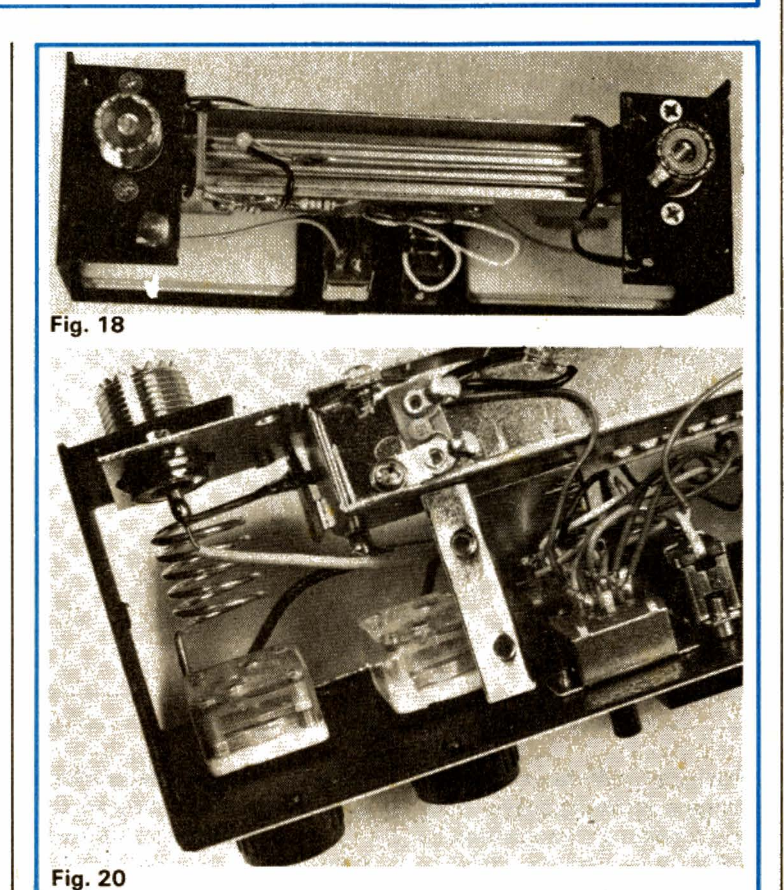

Fig. 18

Fig. 20

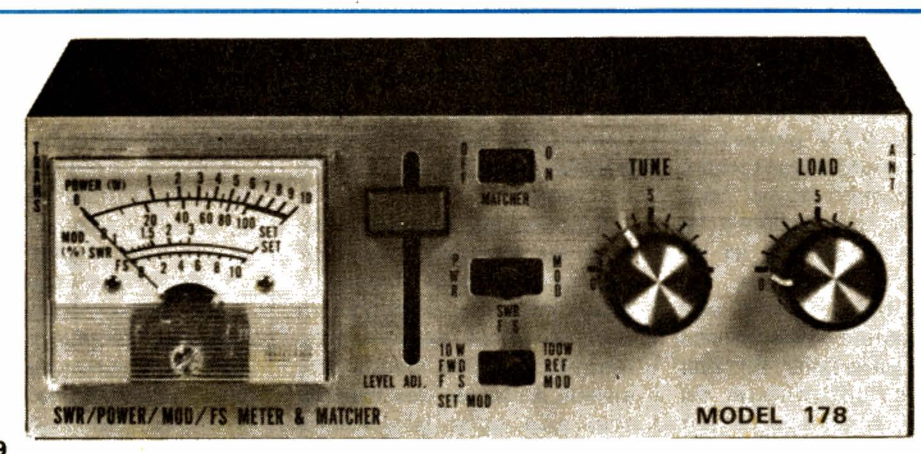


Fig. 19

rencontrées, plus ou moins disséminées, dans les autres modèles étudiés. En effet, le modèle 178 effectue :

– Les mesures de TOS, de S = 1 à S = 3, avec une précision de ± 5 %.
– Les mesures de puissance, en deux gammes, de 0 à 10 W et de 0 à 100 W, avec une précision de ± 10 %.
– Les mesures de champ électrique au voisinage de l'antenne d'émission.
– L'adaptation d'impédance, grâce à un filtre réglable dont nous avons déjà analysé la structure.
– Les mesures du taux de modulation, ce qui est une nouveauté par rapport aux autres appareils de la série.

Ajoutons que la gamme des fréquences couvertes s'étend de 1,5 MHz à 144 MHz, sauf pour l'adaptation d'impédance, où elle est réduite aux limites 25 MHz, 40 MHz.

Pour compléter le schéma théorique du filtre adaptateur d'impédances, nous invitons le lecteur à se reporter à la photographie de la figure 20, qui en révèle la réalisation pratique. On y distingue les deux condensateurs variables, plaqués contre la façade, et la self, dont une extrémité est reliée au conducteur central de la borne de sortie coaxiale.

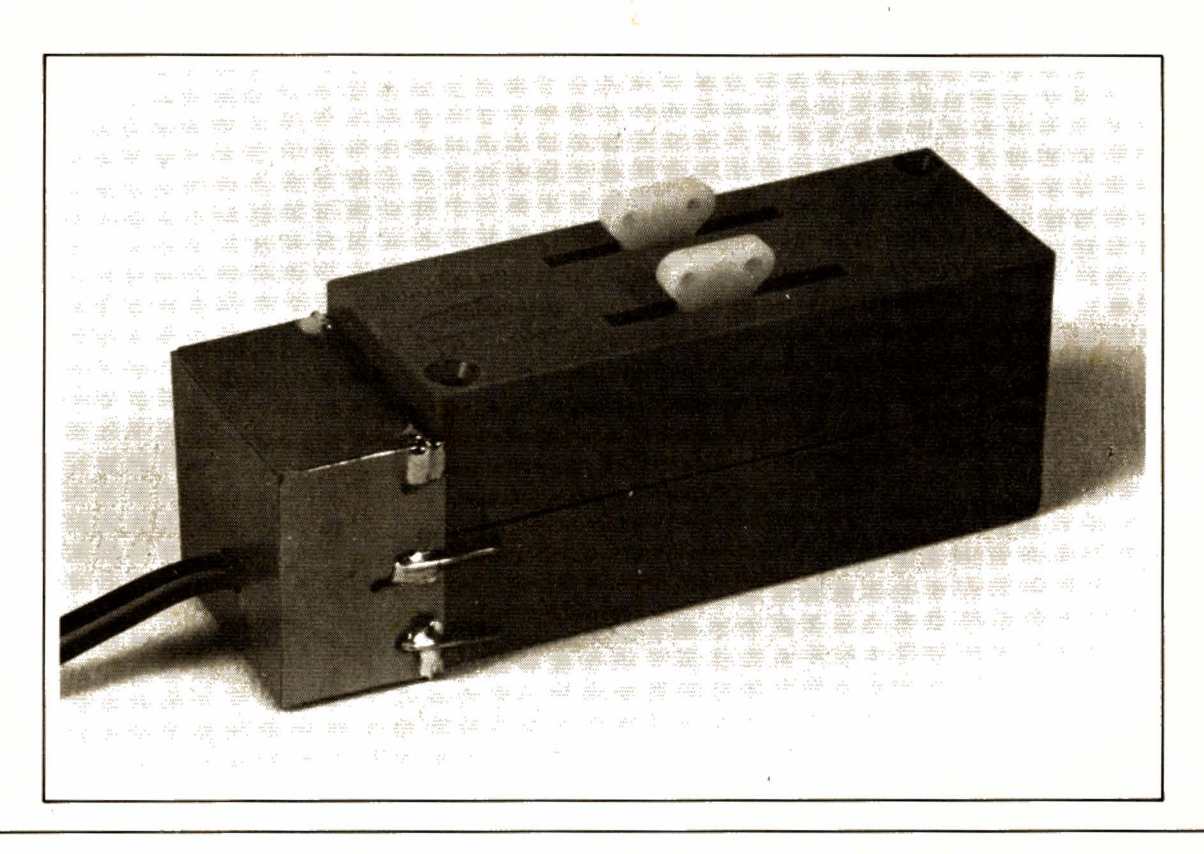
Nos conclusions

Remarquablement étendue et diversifiée, la série des appareils JD offre un choix qui pourra satisfaire tous les besoins, tant de cibistes que des radio-amateurs. Nous n'en avons d'ailleurs présenté ici qu'une sélection, car il existe encore d'autres modèles.

Tous ces appareils sont fort agréablement présentés, soit en finition noire satinée, soit avec des façades en aluminium brossé, et ils ne dépareront pas la plus luxueuse installation, dans laquelle leurs faibles dimensions faciliteront l'insertion.

R. RATEAU

AMPLIFICATEUR A C.I. POUR SERVO «4 FILS»



CE montage est destiné à tous ceux qui disposent, dans leurs fonds de tiroirs, de servomécanismes du genre Varioprop de Graupner, des servos initialement prévus pour être alimentés à partir d'un module amplificateur. Le moteur de ce servo-mécanisme est prévu pour être alimenté par une tension de 2,4 V, il est donc difficile de l'alimenter à partir d'une batterie de 4 éléments CdNi délivrant une tension de 4,8 V, cette tension imposant alors un courant de démarrage trop important pour les circuits intégrés actuels.

Aujourd'hui, la plupart des servomécanismes de radiocommande sont équipés de moteurs « à haute impédance », moteurs prévus pour une tension d'alimentation de 4,8 V. Les circuits intégrés disponibles sur le marché pour la commande de ces mécanismes possèdent un montage de commande en pont, véritable inverseur électronique. L'utilisation d'une tension de 4,8 V permet de réduire le courant consommé par le moteur comme nous l'indique la très célèbre loi d'Ohm (nous parlons ici de courant de démarrage car dans un moteur naît une force contre-électromotrice due aux variations de flux dans les bobinages du moteur. Un faible courant est adapté aux réalisations à circuit intégrés, un courant fort impose une grande surface pour les transistors de sortie.

Les servomécanismes, type 4,8 V ont un moteur dont le bobinage a une résistance ohmique voisine de 8 Ω, tandis que l'on trouvera 2,8 à 3 Ω pour un moteur prévu pour fonctionner sur 2,4 V, ces exemples étant constatés sur le célèbre moteur Mitsumi de 20 mm de diamètre.

Comme les circuits intégrés du commerce ne sont pas prévus pour travailler d'une part, en pont, d'autre part, avec un courant trop important, nous avons été amené à ajouter des transistors que nous baptiserons « de puissance », pour alimenter nos servos.

Le circuit intégré

L'amplificateur que nous avons étudié est basé sur un circuit qui est maintenant très connu puisqu'il s'agit du NE544, circuit proposé par Signétics et remplaçant un NE543 de la première génération, circuit relativement fragile. La technologie a évolué et le 544 s'avère nettement plus intéressant à ce sujet.

Les servomécanismes de radiocommande propotionnelle de type séquentiel (on dit digital mais seul le comptage est de type numérique, l'information « position » du servo étant délivrée sous une forme

analogique, elle est représentée par la durée d'une impulsion).

L'émetteur envoie dans « l'éther » une série d'impulsions, chaque information est donnée, figure 1 par la distance séparant deux informations. Pour assurer la synchronisation du train d'impulsions, on fait un « blanc » à la fin du train, ce blanc est détecté et la première impulsion arrivant constitue l'impulsion de synchronisation.

Le circuit intégré reçoit une impulsion du train et la transforme en une information électrique qui va faire tourner un moteur associé à un potentiomètre de copie. Un circuit de comparaison va donner une tension d'erreur; si l'erreur entre la position théorique (donnée par la largeur d'une impulsion) est suffisante, le circuit électronique fera tourner le moteur qui, à son tour, rectifiera la position de l'arbre de sortie, solidaire du curseur du potentiomètre.

La recherche de l'équilibre se fera jusqu'à ce que l'erreur entre la position théorique et la réelle soit nulle.

Dans un servo mécanisme de ce type, les deux grandeurs que l'on compare sont différentes, en effet, on introduit à l'entrée une impulsion de largeur donnée, tandis que la grandeur de sortie sera une tension.

Nous aurons donc un convertisseur dans le circuit intégré, ce convertisseur prend la tension du potentiomètre d'asservissement et la transforme en une durée par monostable interposé. Ce monostable a sa durée commandée par tension. A la sortie du monostable, on compare les durées des deux impulsions, l'incidente et celle générée intérieurement.

La comparaison donne une impulsion qui sera positive ou négative suivant que l'impulsion interne sera plus grande ou plus courte que l'impulsion de commande. L'impulsion d'erreur sera alors « étirée » par un dispositif qui se nomme, en anglais « pulse strecher » et qui délivrera une tension suffisante pour commander le moteur. Il est important de disposer, de part et d'autre de la position de repos, du maximum de tension, de façon à pouvoir corriger de très faibles écarts de position. La figure 2 donne une idée des signaux présents dans le circuit de commande.

La figure 3 donne le schéma synoptique du circuit intégré NE544, ce schéma donne également le brochage. Mentionnons la présence d'un circuit de régulation de tension, ce circuit est indispensable pour compenser les variations de tension de la batterie, sollicitée lorsque les servomécanismes sont actionnés. Le circuit de sortie est en pont pour l'alimentation de moteurs 8 Ω, nous n'en parlerons pas ici, ce n'est pas le propos de cet article. Plusieurs composants permettent de régler la constante de temps du monostable ainsi que la course du servo. Le circuit « étireur d'impulsions » commande un trigger de Schmitt qui donne un signal de sortie en tout ou rien, les moteurs sont commandés en effet en tout ou rien, contrairement à ce qui se passe dans un asservissement à courant continu, ce qui a pour gros avantage d'éviter une dissipation importante d'énergie dans les transistors de sortie.

Schéma de principe complet

Ce schéma de principe est donné sur la figure 4. Il s'agit d'un circuit que nous avons pu expérimenter, ce type d'amplificateur de commande impose certaines solutions techniques tenant plus de l'expérimentation que de la recherche pure.

La constante de temps du servo est déterminée par la valeur du condensateur C_1 et celle de la résistance R_2. Ces deux valeurs permettent d'avoir un neutre à 1,5 ms et une course totale pour la variation classique de ± 0,5 ms.

Le condensateur C_3 assure le découplage de la source de tension interne régulée. Le potentiomètre d'asservissement incorporé au servo est alimenté par la tension régulée, le condensateur C_8 permet un découplage du curseur du potentiomètre permettant d'éviter l'introduction de parasites dus à certaines irrégularités de conduction du curseur. L'impulsion de commande arrive sur le condensateur C_4, nous avons choisi une valeur faible, cette valeur ne permet pas une transmission parfaite du toit du signal d'entrée mais n'entrave pas du tout le fonctionnement. C_5, R_4 et R_5 sont les composants périphériques de l'étireur d'impulsions, leurs valeurs, ainsi que celle de R_3 déterminent la durée de conduction pour la tension d'erreur minimale, ils jouent ainsi sur la bande morte du servo (plus petite variation de largeur d'impulsions permet-

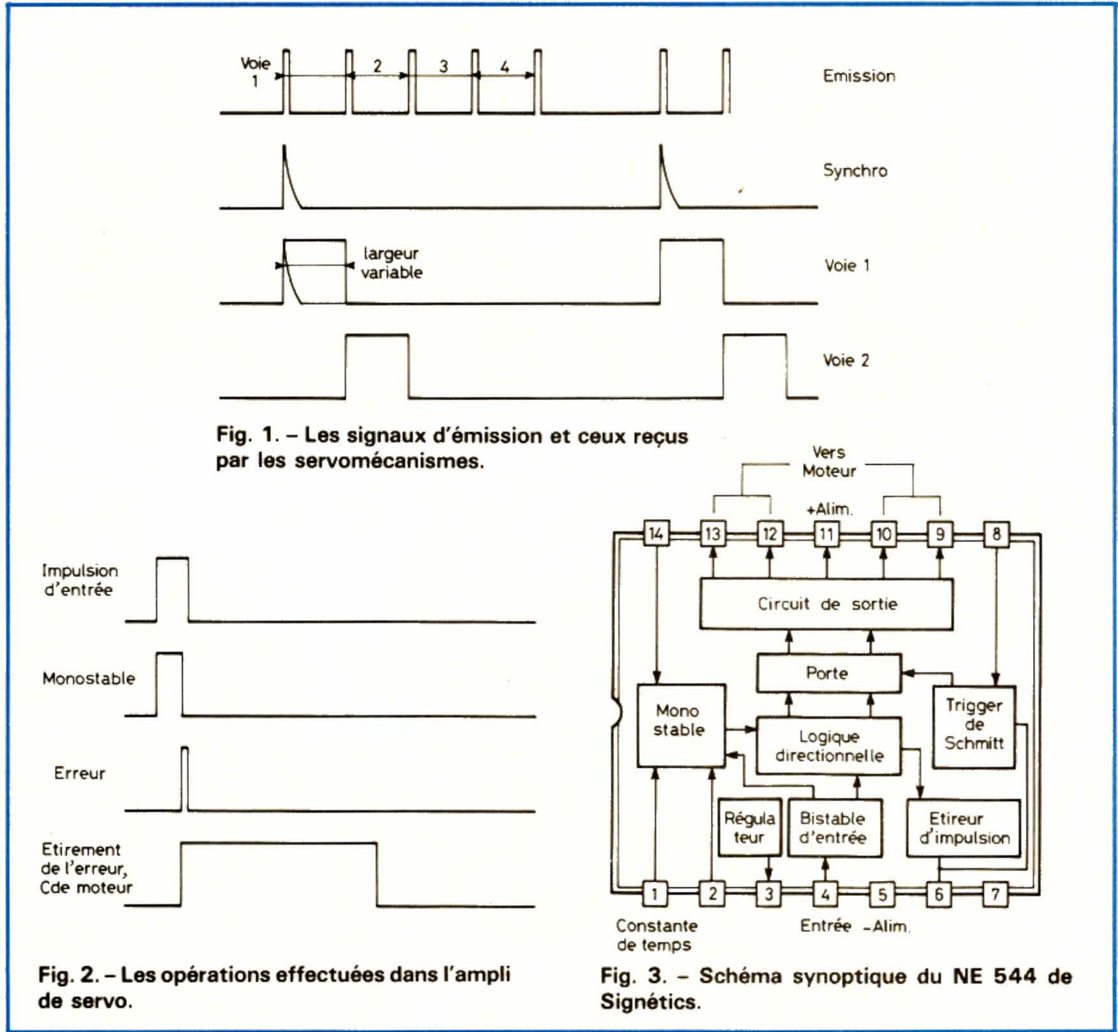


Fig. 1. – Les signaux d'émission et ceux reçus par les servomécanismes.

Fig. 2. – Les opérations effectuées dans l'ampli de servo.

Fig. 3. – Schéma synoptique du NE 544 de Signétics.

tant le fonctionnement du moteur), sur la durée minimale de l'impulsion de sortie et sur la fonction de transfert impulsion de sortie/impulsion d'erreur (équivalent du gain).

La résistance R_1 est une résistance reliée à la sortie du servo, elle entre en service lors du retour à la position d'équilibre, en entraînant une stabilisation par freinage dynamique. Cette résistance joue sur la constante de temps du monostable interne. Sa valeur a été déterminée expérimentalement pour un servo Varioprop.

Le circuit intégré NE 544 offre un courant de sortie maximum de 500 mA. Pour disposer d'un courant plus important, il est nécessaire d'utiliser des transistors externes. Ces transistors externes sont d'ailleurs pratiquement indispensables si l'on désire disposer de la puissance maximale du servo 3 fils. En effet, les transistors PNP, intégrés sur une puce de silicium, ne peuvent avoir un gain et une tension de saturation suffisamment intéressants pour éviter les pertes ; le constructeur recommande donc de faire appel, pour des servos puissants, à des transistors PNP externes. Ici, nous avons employé un PNP et un NPN externes et nous n'avons employé qu'une sortie du circuit de commande sur deux. Nous aurions pu également faire appel aux deux bornes restées libres et inverser le branchement du potentiomètre.

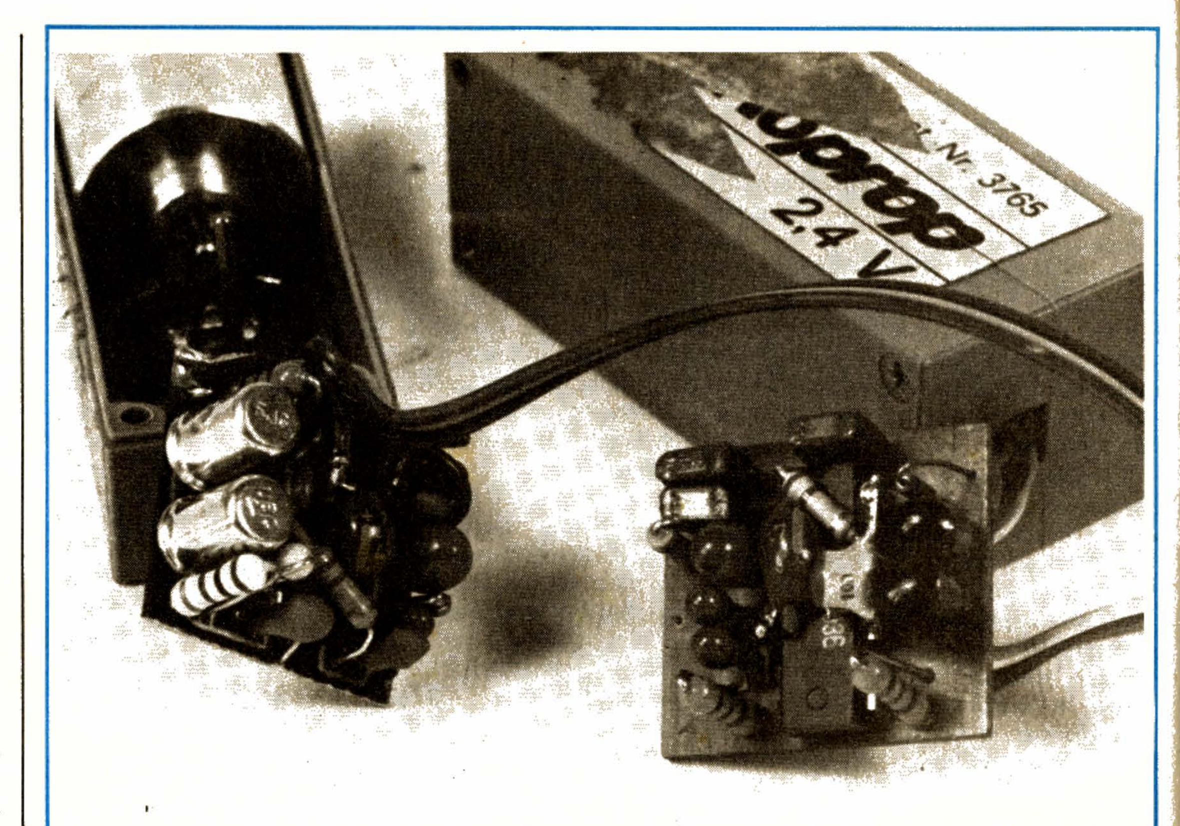


Photo A. – A gauche, la version à transistors germanium ; à droite, « un proto » à transistors silicium et condensateurs mylar miniatures.

Les transistors de sortie choisis pourront être de deux types différents suivant que l'on désire une puissance de sortie plus ou moins grande.

Ce sont des transistors capables de couper 1 A ou si possible 2. Si la puissance exigée n'est pas importante, les transistors silicium type BC328 et 338 feront parfaitement l'affaire, par contre, pour une puissance plus importante, on bénéficiera de la plus faible tension de saturation des transistors au germanium. Pour des raisons de stabilité thermique, une résistance de faible valeur est utilisée entre la base et l'émetteur de chaque transistor de sortie. Il ne faut pas oublier que les deux transistors sont montés en série sur les accumulateurs cadmium-nickel, que ces derniers ont une résistance de sortie très faible, que le courant de fuite des transistors à base en l'air augmente lorsque les transistors chauffent. Par conséquent, si ce courant de fuite existe, il y a échauffement du transistor même s'il n'est pas commandé, ce dernier se met à conduire, s'il est seul, le courant passe dans le moteur, un échauffement excessif entraînera alors une mise en court-

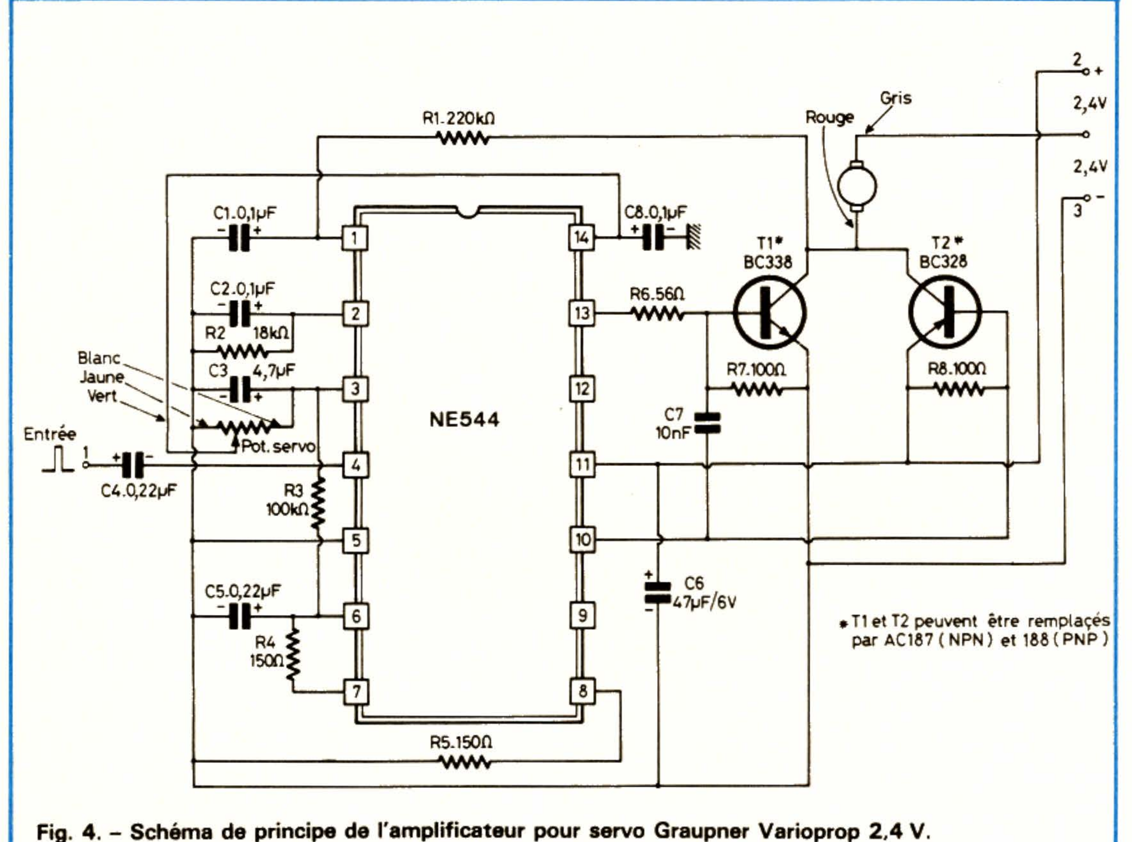


Fig. 4. – Schéma de principe de l'amplificateur pour servo Graupner Varioprop 2,4 V.

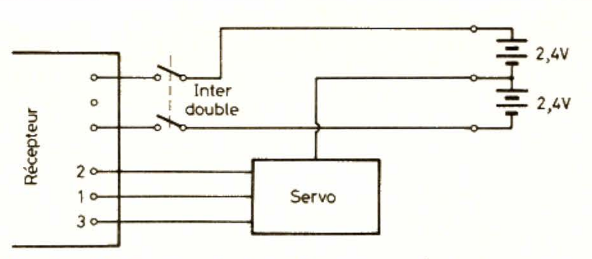


Fig. 5. – Utilisation de l'ampli avec un récepteur pour servo à trois fils.

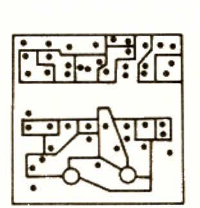


Fig. 6. – Circuit imprimé à l'échelle 1.

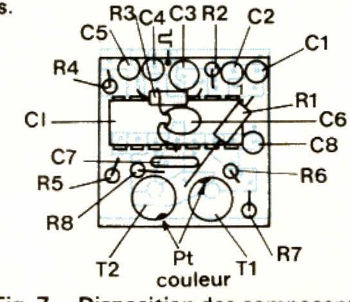


Fig. 7. – Disposition des composants sur le circuit imprimé.

circuit de transistor, imaginez la suite !

La présence d'un condensateur de 10 nF entre les bases des deux transistors vous paraîtra peut être étrange si vous connaissez bien le NE544, aucun condensateur de ce type ne figure en effet sur les schémas d'application proposés par Signétics. Ce condensateur court-circuite les deux bases aux fréquences hautes et évite ainsi des oscillations à très haute fréquence, des transistors de sortie, ces oscillations provoquant une instabilité très importante du servo autour de sa position de repos.

Précisons que la valeur de ce condensateur a été déterminée expérimentalement.

Réalisation

Les servomécanismes Varioprop ne disposent pas d'une place interne suffisante pour y loger un NE544, à moins de prendre une version en boîtier W du circuit, version s'appelant NA644W, et légèrement différente.

Le circuit imprimé a des dimensions qui sont, ce n'est pas un hasard, celles de la section du servomécanisme. Cela permettra de placer l'ampli directement en bout du servo, ce qui sera assez pratique pour l'installation de ce dernier.

Les récepteurs de radiocommande alimentés à partir de deux fils pourront être employés en suivant le schéma de la figure 5. Si ces récepteurs n'ont habituellement besoin que d'un seul contact pour leur interrupteur, il en faudra ici un double, un retour se faisant par le point milieu de la batterie.

Le servo pourra alors être alimenté par les deux fils + et – et commandé par la sortie impulsion. Ce branchement ne pose, en principe pas de problème de masse, il y a un passage du courant de commande dans le fil « masse », le fil négatif. Le seuil d'entrée étant de 1,5 V, la chute de tension dans le fil ne doit pas provoquer d'interférence.

Le circuit imprimé est proposé en version gravure anglaise (fig. 6), ce principe pouvant être utilisé aussi bien pour une gravure classique que pour une gravure mécanique. Nous l'avons réalisé en gravure mécanique à l'aide de micro-fraises en carbure pour dentistes, fraises permettant un travail minutieux.

La figure 7 donne l'implantation.

Les transistors de puissance sont installés dans des trous, ces trous laissent le passage pour les fils qui seront soudés une fois repliés. Ces trous permettent de plaquer les transistors au ras du circuit imprimé. Inutile de préciser que les transistors au germanium étant relativement sensibles aux échauffements intempestifs, il convient de souder rapidement les transistors. Une seconde suffit si le circuit imprimé est propre et si le fer à souder l'est aussi. Les transistors au silicium pourront être soudés de la même façon, on peut aussi les installer un peu plus haut, compte tenu de la hauteur modeste de leur boîtier. Ne pas oublier que les boîtiers des AC187 et 188 sont conducteurs mais isolés du transistor. Attention, il faut protéger les fils des résistances qui pourraient venir à leur contact. Plusieurs composants ont été installés en dehors du circuit imprimé, pour des raisons de réduction de surface du circuit. Ainsi, le condensateur de découplage de l'alimentation viendra en contact immédiat avec le circuit intégré, ses connexions seront donc très courtes, c'est très bon pour l'efficacité du dispositif de découplage. Les trous des composants seront percés au plus juste, 7 à 8 dixièmes, un agrandissement sera parfois nécessaire, par exemple, pour certaines résistances.

Les condensateurs sont des modèles perle au tantale, la tension de service pour les plus fortes capacités sera réduite au maximum, plus cette ten-

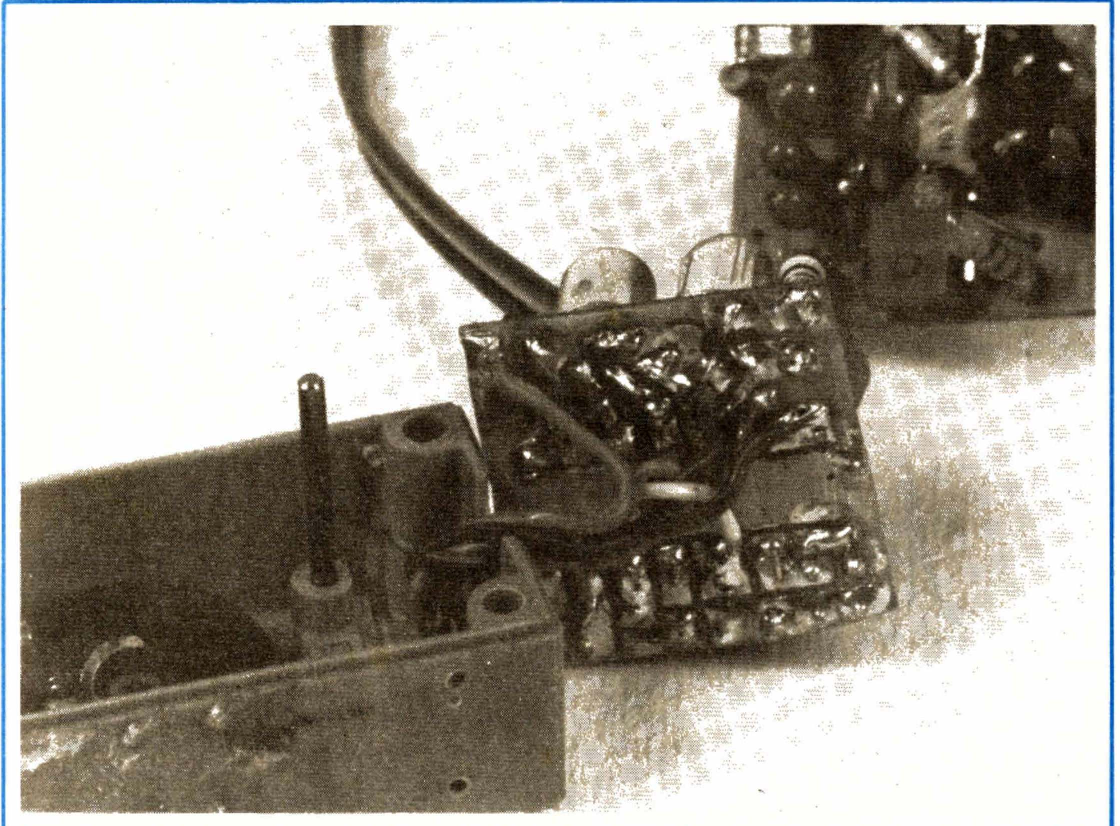


Photo B. – Détail du circuit imprimé il est ici réalisé par gravure mécanique. Les transistors sont montés dans des trous de ⌀ 2,5 mm.

sion est importante et plus le condensateur est encombrant.

Une fois l'ampli terminé, il faut démonter le servomécanisme, ce qui se fait par deux vis. L'étiquette latérale sera enlevée, elle retient les deux moitiés du servo et sert de sceau de garantie. Le fil de sortie sera coupé à deux centimètres de la sortie, on conservera les fils pour les brancher comme nous l'indiquons sur le schéma de principe.

Il restera alors à assurer le branchement des fils d'alimentation et du fil de transmission de l'ordre. Placer alors les fils à l'intérieur du boîtier de façon à ce qu'ils ne gênent pas les mouvements des pignons.

Remonter alors le servo en veillant à la position du neutre, ce neutre sera ajusté en déplaçant la position du curseur par rapport aux sorties, les tolérances sur la valeur des condensateurs entraînant une modification du neutre théorique du servo.

Il reste à réaliser un capot dans une chute de matière plastique, genre ABS, capot dont sortiront les fils de liaison, on peut, par exemple, utiliser ce qui reste du fil que l'on a coupé précédemment.

Voilà, c'est terminé, si vous n'avez pas fait d'erreur, si les transistors sont branchés dans le bon sens, ainsi que les condensateurs, vous bénéficierez d'un servo d'une grande précision, puissant, et surtout d'un Varioprop remis au goût du jour. D'autres servomécanismes peuvent recevoir cet amplificateur, il faudra peut-être jouer sur certaines valeurs de composants comme par exemple la valeur de la résistance d'amortissement R_1.

Etienne LEMERY

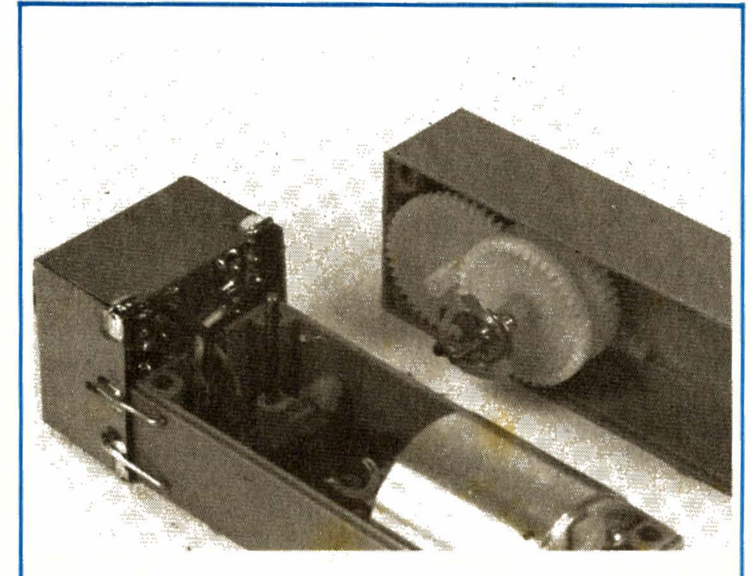


Photo C. – L'ampli de servo peut être installé au bout d'un Varioprop en suivant cet exemple.

Liste des composants

1 servo mécanisme 2,4 V
R_1 : résistance 220 kΩ 5 %, miniature 1/4 W
R_2 : résistance 18 kΩ 5 %, miniature 1/4 W
R_3 : résistance 100 kΩ 5 %, miniature 1/4 W
R_4, R_5 : résistance 150 Ω, miniature 1/4 W
R_6 : résistance 56 Ω 5 %, miniature 1/4 W
R_7, R_8 : résistance 100 Ω 5 %, miniature 1/4 W
C_1, C_2, C_8 : condensateur tantale goutte 0,1 μF 35 V
C_3 : condensateur tantale goutte 4,7 μF 6,3 V
C_4, C_5 : condensateur tantale goutte 0,22 μF 35 V
C_6 : condensateur tantale goutte 47 μF 6 V
C_7 : condensateur céramique 10 nF RTC
CI : 1 circuit intégré Signetics NE544N
T_1 : transistor BC338 ou AC187 (voir texte)
T_2 : transistor BC338 ou AC188 (voir texte)
Circuit imprimé

REALISEZ UN FREQUENCEMETRE COMPTEUR UNIVERSEL



(4e partie – Voir Nos 1661, 1663 et 1664)

d) Fond (fig. 29)

Le fond a été conçu en deux parties pour faciliter tant le montage initial que toute mise au point ultérieure.

– **Partie arrière.** C'est une simple plaque d'alu à un rebord lui donnant sa rigidité. Y percer les trous de fixation de 2,5 mm. Poser cette partie à son emplacement sur l'ossature (voir fig. 28). Pointer les trous dans les règles et le rebord bas de la face arrière. Percer à 1,5 mm dans ce rebord et à 2 mm dans les règles. La fixation se fait par vis à tôle de 6,5 mm de long.

N.B. Dans le cas de l'utilisation de l'enceinte LPE, il faudra attendre pour ce travail que l'enceinte soit fixée sur le fond arrière. Lorsque celui-ci sera en place, la tête de l'enceinte disposée horizontalement doit venir à 1 mm environ de la tôle d'alu de la face arrière.

On voit d'ailleurs sur la figure la position de cette enceinte, un peu décalée vers la gauche, par rapport à l'axe du TFX3 regardé comme en utilisation normale. Bien sûr, en fixant le fond arrière, on pensera à vérifier l'équerrage du coffret. Le fond arrière est encore percé des deux trous de fixation des pieds de caoutchouc ou de plastique. Il comportera aussi éventuellement les trois trous de fixation de l'équerre maintenant le support de l'enceinte LPE (voir fig. 31). On se servira de cette pièce, comme gabarit pour tracer ces trous.

Les deux trous « t » sont destinés à la fixation du transformateur de l'enceinte. En version TCXO, par contre, le fond arrière ne porte rien.

– **Partie avant.** Même technique de réalisation et de fixation. Les trous d'aération sont conseillés, surtout dans le cas de l'enceinte LPE La pose et dépose rapide de ce fond permet d'accéder à l'essentiel de l'électronique du TFX3.

e) Le couvercle
(voir fig. 29)

Toujours en alu de 10/10. Tracer avec précision pour avoir une pose facile. Les trous d'aération seront percés à 6 mm puis amenés à 8 mm à la lime ronde. Ne pas oublier de les tracer au compas avant perçage. Les trous de fixation sont à percer à 2,5 mm. Poser alors le couvercle sur l'ossature. Bien régler sa position. Tracer les trous sur les rebords qu'il faudra percer à 1,5 mm pour une bonne prise des vis à tôle.

f) Peinture

C'est le moment de penser à la décoration. Les prototypes ont été peints en gris martelé. La peinture De Keyn que nous utilisons, porte les références « Email martelé, Synth 730-91300A/gris 352 ». Votre droguiste local devrait pouvoir vous la commander. Cette peinture s'applique simplement au « pochon », c'est-à-dire en tapotant, jamais en lissant. Faire un recouvrement assez gras. Laisser sécher au moins deux jours sinon vous laisserez vos empreintes digitales sur toutes les pièces. Ne

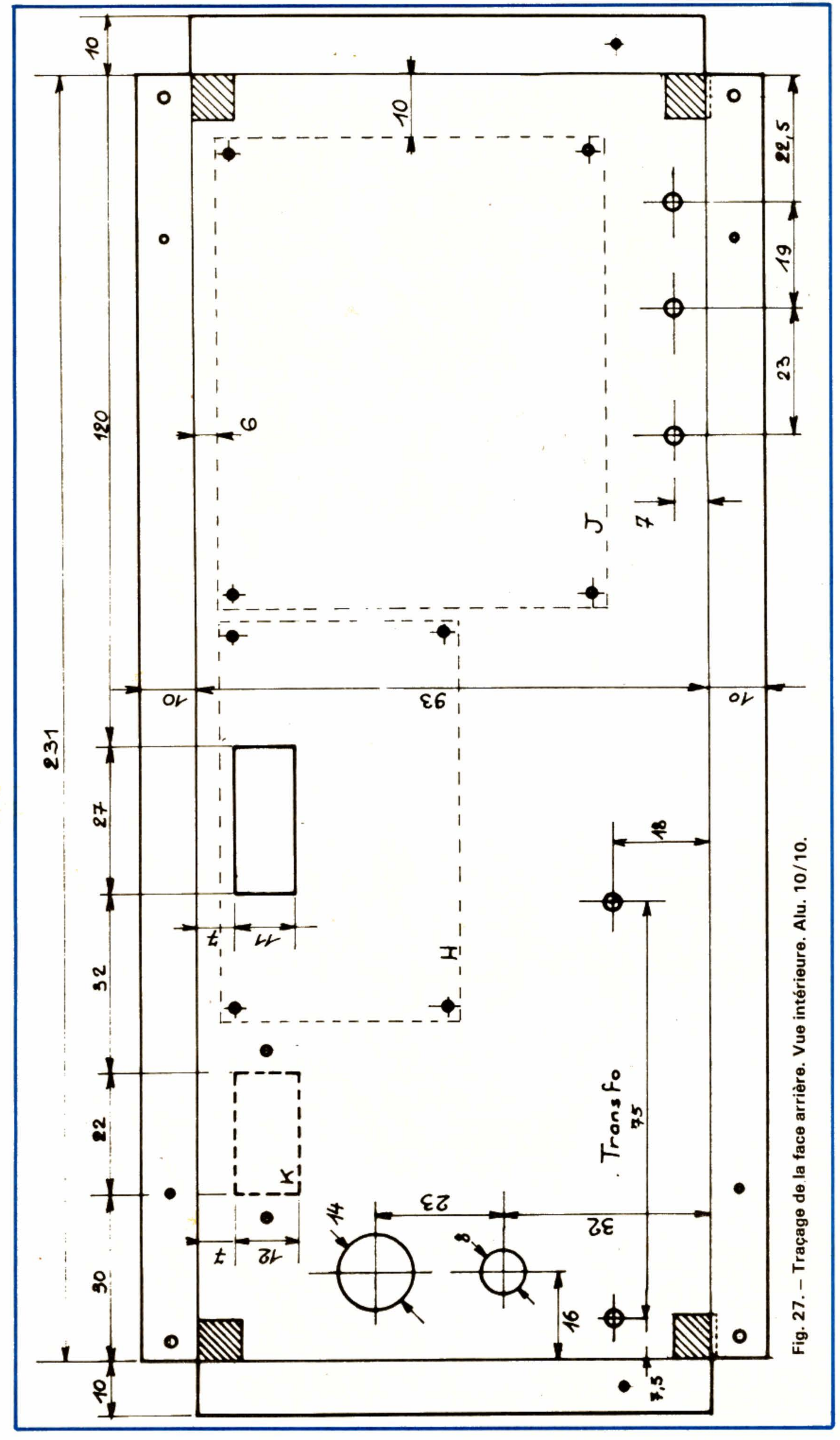


Fig. 27. – Traçage de la face arrière. Vue intérieure. Alu. 10/10.

peindre que les extérieurs. Sur la face avant, ne peindre que le pourtour, sur 5 mm environ, le reste étant masqué par le scotchcal. L'aspect de ce dernier sera d'ailleurs meilleur si la surface sur lequel il est collé est restée bien lisse.

Blindages

– Blindage des entrées (voir fig. 30)

Fabriqué en fer blanc de 5/10. Les rebords font 5 à 6 mm. Y percer trois trous de 2,5 mm en correspondance avec les prisonniers de face avant (voir fig. 26). Le trou de 3 mm apparaissant sur la partie horizontale est à percer plus tard. Nous y reviendrons.

L'encoche ronde visible en bas et à droite permet le passage de fils de câblage. La faire à la lime ronde de 8 ou 10 mm.

– Blindage du transfo d'enceinte (voir fig. 32)

Ce blindage est destiné à protéger l'entrée haute impédance du fréquencemètre, d'une induction à 50 Hz possible, car la distance entre les éléments sensibles et ce transfo n'est pas bien grande.

C'est une simple tôle de fer blanc 5/10, pliée à angle droit et maintenue par le transfo lui-même. La cosse d'écran statique, située au milieu et en haut est laissée droite et soudée directement sur le blindage. Les autres cosses sont au contraire pliées pour ne pas toucher la tôle.

h) Support de l'enceinte (voir fig. 31)

A faire en alu de 10/10. Dans le prototype, avec le support octal utilisé, l'ergot de positionnement tombe à l'emplacement de la flèche.

Percer tous les trous et plier les deux rebords.

Placer l'équerre sur le fond arrière, dans l'angle du rebord et marquer à la pointe l'emplacement des trois trous. Percer ces trous. Les deux boulons verticaux de

3 mm seront à tête plate, mais le boulon horizontal sera à tête fraisée pour ne pas gêner la pose du fond avant.

Isoler le haut de l'équerre avec du chatterton plastique pour éviter un contact fâcheux avec le dessous de P.

i) Cornières de fixation des CI

Tous les petits CI modulaires se fixent sur la face avant à l'aide des prisonniers de 1,5 mm, par l'intermédiaire d'une petite cornière soudée sur le CI.

L'aile soudée de ces cornières mesure environ 2,5 mm de large. L'aile vissée apparaît nettement sur la figure 26. On pourra déjà préparer ces éléments de cornière. Uriliser du fer blanc de 5/10.

Attention au sens de soudure de la cornière par rapport au CI, car ce sens détermine la largeur de la partie vissée.

- Pour les platines E, D et B, l'aile de la cornière se soude sur le plan de masse donc sur la face droite, sens de la figure 26. Il faut donc compter l'épaisseur du CI dans la largeur de l'aile vissée.

- Pour C, au contraire, la soudure se fait côté droit, car c'est un simple face.

- Pour F et G, simple face, soudure à droite. Ajouter une épaisseur pour F mais non pour G, compte tenu du sens de la cornière.

Dans l'aile vissée, on percera des trous de 2 à 2,5 mm de manière à se réserver la possibilité d'un réglage de la position exacte du CI.

2. Les circuits imprimés

Tous les CI sont évidemment en époxy de 15/10. Compte tenu du nombre important de circuits intégrés et de la finesse de certaines liaisons, il nous semble que seule la méthode photo puisse permettre une bonne reproduction des tracés. Un réalisateur patient pourra aussi utiliser la méthode du transfert direct avec symbo-

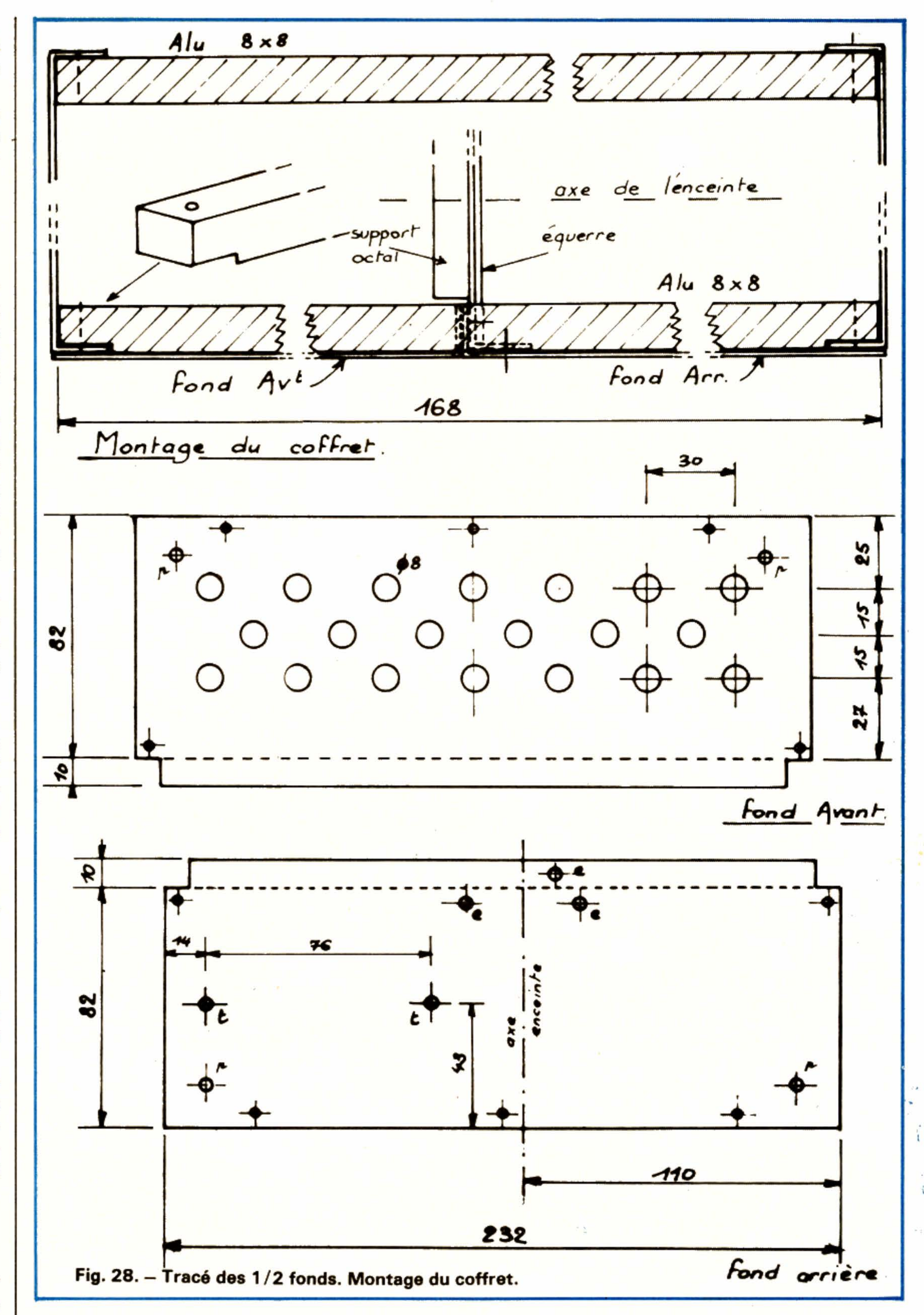


Fig. 28. – Tracé des 1/2 fonds. Montage du coffret.

les Alfac ou Mécanorma. C'est long mais le résultat est parfait. Bien sûr, pour éviter tout cela, si votre équipement est encore insuffisant, il vous reste la possibilité de commander les CI tout faits chez Sélectronic à Lille. Percés, étamés, les CI n'attendent plus alors que leurs composants.

La répartition des CI est la suivante :

CI/A. C'est le CI des afficheurs. Le modèle choisi pour ceux-ci a l'avantage supplémentaire de donner un tracé très simple pour la mise en parallèle des segments comme le montre la figure 35. Outre les afficheurs, A porte aussi le connecteur 8 broches C_1, distribuant les signaux de digits à l'ensemble de l'appareil.

CI/P. C'est le CI principal. La figure 36 en donne le

Fig. 29. – Le couvercle.

tracé. P reçoit évidemment le fameux 7226 et ses quelques composants périphériques. Nous y trouvons aussi les circuits de la base de temps et de sa division par 4. On remarquera que le tracé P est prévu pour s'adapter sans modification, aux trois versions de la base de temps. Quartz simple, enceinte LPE ou TCXO. Le premier prédiviseur par 10 se trouve aussi sur le CI/P. Les liaisons digits entre le 7226 et les afficheurs se font directement par juxtaposition des platines A et P. Par contre les liaisons segments se font par fils. P porte aussi les connecteurs C_3, C_4 et C_5 assurant les interconnexions générales.

CI/B (fig. 37 et 38). Nous y trouvons les éléments de la figure 13, c'est-à-dire l'entrée 10/40 MHz. B est en double face avec plan de masse.

CI/C (fig. 39). Petit simple face portant le commutateur K_{10}, 10/40 MHz, et les éléments de la cellule de filtrage du + 12 V.

CI/D (fig. 40 et 41). En double face 15/10, avec plan de masse. Porte les composants de l'entrée 500 MHz apparaissant sur la figure 14. On y trouve également le commutateur K_{100}.

CI/E (fig. 42 et 43). Double face 15/10 avec plan de masse. Porte les composants de l'entrée 1,5 GHz, se trouvant dans la figure 16. On y trouve le commutateur K_{400}.

CI/F (fig. 44). Simple face. Reçoit les circuits de l'impulsiomètre (voir fig. 18) et le commutateur K_1.

CI/G (fig. 45). Simple face de 15/10. Porte tous les composants des circuits de chronométrage et de comptage d'unités (voir fig. 22). On y trouve donc les commutateurs K_R, K_{CH} et K_H.

CI/H (fig. 46). Simple face. Porte les éléments du standard de fréquence (voir fig. 23). Fixé à l'arrière de l'appareil, il rend disponibles les différentes fréquences délivrées sur un connecteur directement soudé sur le CI.

CI/I (fig. 47). Ce petit CI simple face supporte les connecteurs des entrées de fonctions annexes et d'entrée B.

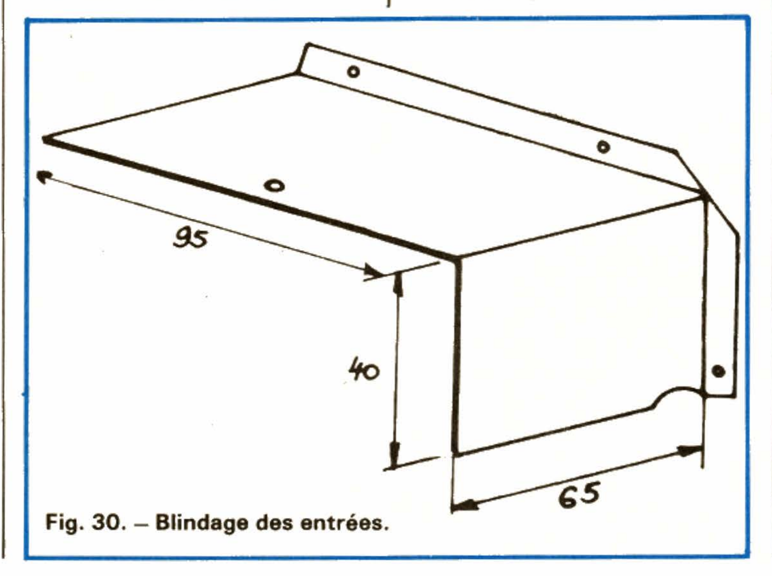


Fig. 30. – Blindage des entrées.

CI/J (fig. 48). C'est le circuit simple face de l'alimentation.

CI/K (fig. 49). Petit CI facultatif portant un support DIL 16 broches pour la sortie des informations BCD de l'affichage.

Les CI dûment gravés sont à percer, généralement à 8/10, pour la plupart des composants. Les passages des picots sont à percer à 13/10. Sur J, les passages des fils des chimiques de forte capacité sont à percer à 10/10. Enfin, sur H et I, les trous de passage des picots de connecteurs seront percés à 15/10.

Les trous d'angles de fixation de H, I et J sont à percer à 2,5 mm. Perçage à 12/10 sur P, pour le 6/60 pF. Penser aussi à percer le trou de fixation de 30/10, sur P, trou visible sur les figures 54 ou 55.

Il faut maintenant souder les petites cornières de fer blanc sur les circuits de face

Fig. 31. – Equerre de fixation de l'enceinte.

Fig. 32. – Blindage du transfo d'enceinte.

Fig. 33. – Décor de face avant.

avant. Chaque cas est particulier, nous l'avons vu. Des encoches à la lime ronde seront ménagées dans les ailes soudées de manière à ne pas obturer les trous de passage, dans le cas des CI/E, B et éventuellement D. L'aile vissée de F doit être fortement échancrée à la lime ronde pour laisser le passage du bouton de K_I.

Lorsque les circuits B, C, D et E sont correctement fixés, leurs sommets doivent être bien alignés comme le montre la figure 26. Le blindage des entrées devant alors se placer au-dessus, à quelques dizièmes, sans les toucher.

On profitera de tous ces essais pour souder les commutateurs à touche de face avant. Chaque cellule sera soudée sur son circuit en laissant 15/10 mm d'intervalle entre plastique et CI. Régler le parallélisme. Au départ ne souder que 2 ou 3 pivots et ne souder les autres que lorsque la position est jugée satisfaisante. Le CI en place, le bouton rond de la cellule doit passer dans le trou prévu sans toucher.

Prendre maintenant les CI/H et J et s'en servir comme gabarit pour tracer les trous de fixation dans la face arrière. Ces CI sont fixés par boulons de 2 mm et entretoises de 9 mm.

Enfin, le CI/A est présenté à l'intérieur de la face avant

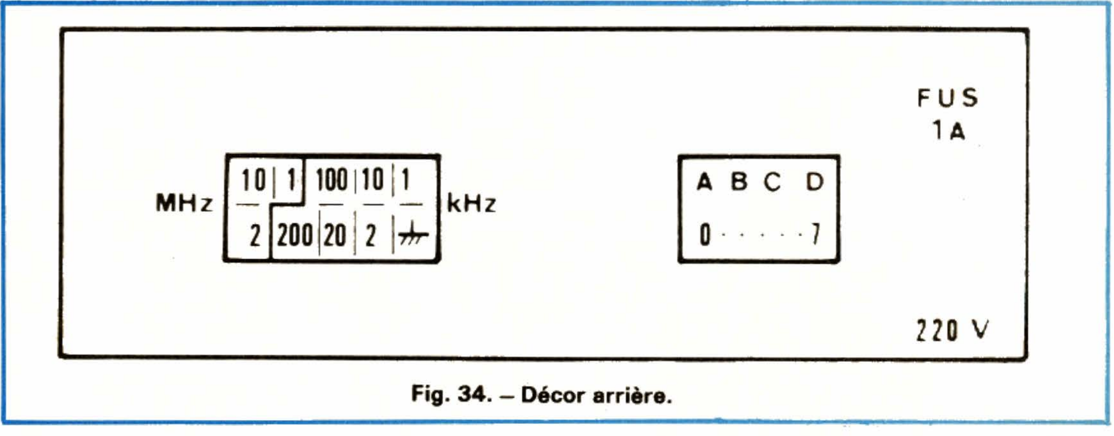


Fig. 34. – Décor arrière.

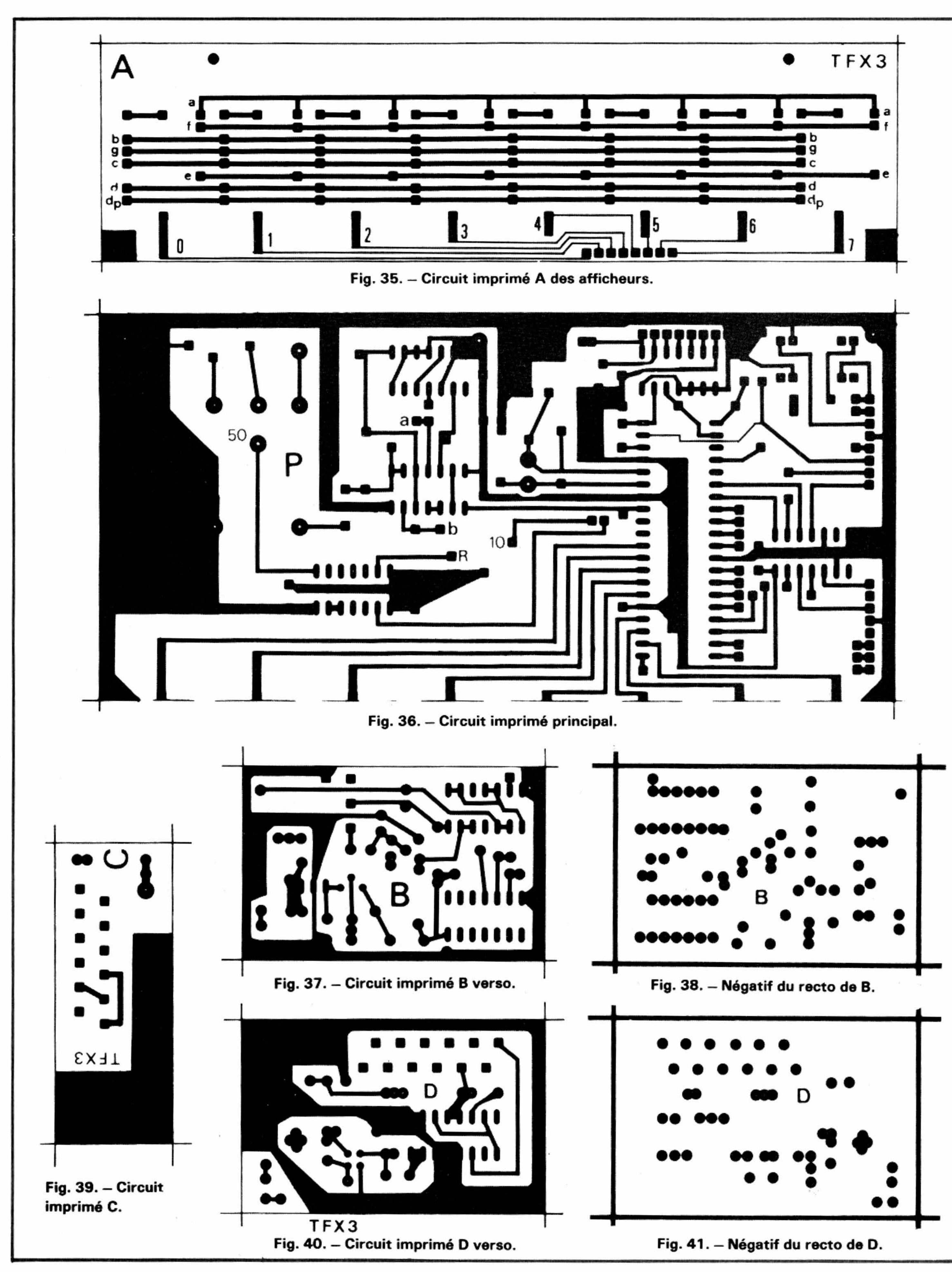


Fig. 35. – Circuit imprimé A des afficheurs.

Fig. 36. – Circuit imprimé principal.

Fig. 37. – Circuit imprimé B verso.

Fig. 38. – Négatif du recto de B.

Fig. 39. – Circuit imprimé C.

Fig. 40. – Circuit imprimé D verso.

Fig. 41. – Négatif du recto de D.

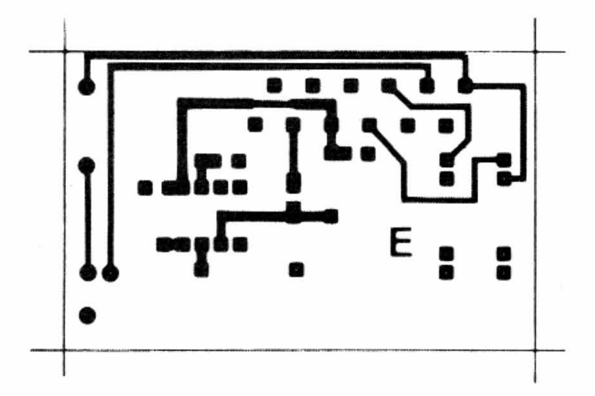


Fig. 42. – Circuit imprimé E verso.

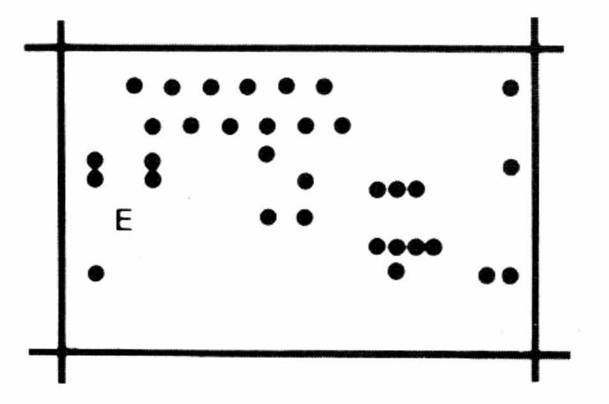


Fig. 43. – Négatif du recto de E.

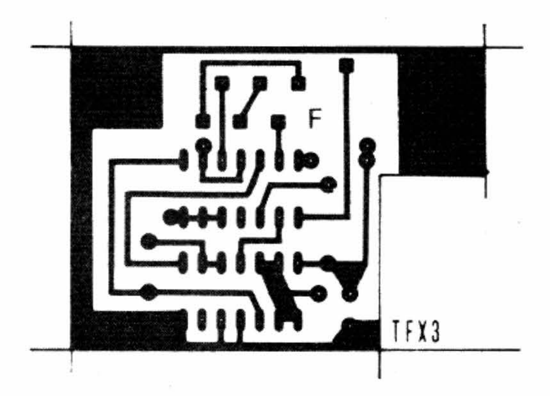


Fig. 44. – Circuit imprimé F.

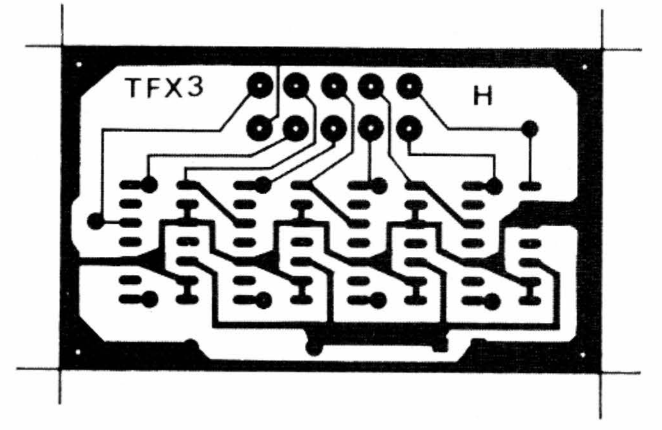


Fig. 46. – Circuit imprimé H.

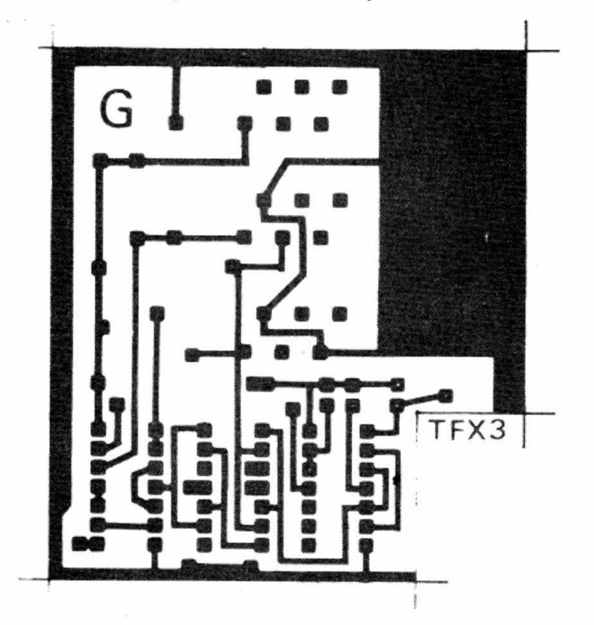


Fig. 45. – Circuit imprimé G.

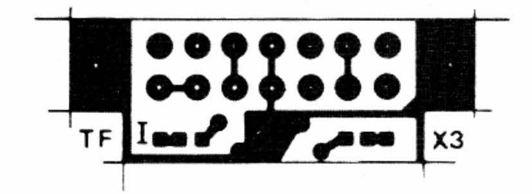


Fig. 47. – Circuit imprimé I.

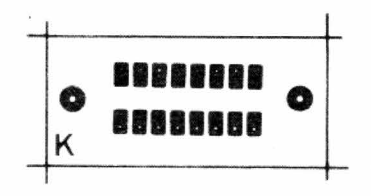


Fig. 49. – Circuit imprimé K.

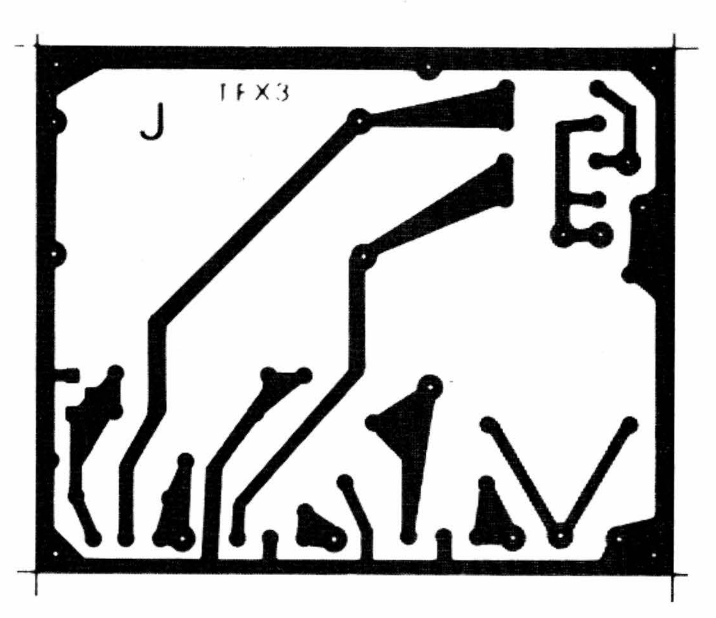


Fig. 48. – CI J de l'alimentation.

et sert, après centrage dans la fenêtre des afficheurs, à tracer l'emplacement des deux trous de 2 mm.

3. Préparation des connecteurs

– Connecteurs MFOM, 3639

Ces connecteurs sont sortis en face avant ou arrière. Ils sont normalement prévus pour soudures de fils et ont donc des cosses qu'il faut transformer.

Commencer par redresser toutes les cosses et les extraire du connecteur. Finir le redressement de la cosse puis la couper au ras du trou oblong, pour supprimer ce dernier. Ramener toute la queue restante à 12/10 de large, avec une lime douce. Faire de même pour toutes les cosses. C'est un peu fastidieux, mais nécessaire. Prendre la partie plastique, supprimer la poignée si le connecteur en est muni, puis couper bien droit l'extrémité portant le tenon de détrompage qui disparaît évidemment.

Faire la même opération sur les deux connecteurs de même type et vérifier que placés côte à côte, ils s'engagent juste dans la fenêtre prévue. Corriger au besoin cette fenêtre à la lime douce.

Replacer les cosses. Enficher une plaquette à picots maintenant le tout. Poser sur le CI et souder en appuyant bien le plastique sur l'époxy. Souder ensuite le connecteur mitoyen. Equiper ainsi H et I.

– Connecteurs C_1 à C_5 (MFOM, type 949/16L). Pour réaliser les petits connecteurs 8 fils dont nous avions besoin, nous avons pris des supports DIL et des plaquettes à composants 16 picots, que nous avons coupés dans le sens de la longueur. Il nous faut 5 connecteurs M et F.

Les supports DIL choisis ; MFOM949, se prêtent particulièrement bien à ce travail. Ils sont, en effet, formés de deux lignes de 8 picots, bien distinctes et réunies par de petites entretoises qu'il est très facile de supprimer avec un simple cutter ou une petite scie.

Les plaquettes à composants sont sciées suivant leur axe longitudinal puis chaque partie est retouchée à la lime douce. C'est un travail très simple.

Les connecteurs C_1, C_3, C_4 et C_5 sont simplement soudés en place sur les CI/A et P, ou mieux discrètement collés à l'araldite puis soudés. Le connecteur C_2 est soudé en bout d'un câble méplat à 8 fils. Nous y reviendrons.

4. Les Scotchcals

Toute la préparation mécanique est pratiquement terminée et la peinture sèche ! Nous allons conclure cette première partie du travail par la pose des décors. Les figures 33 et 34 donnent le tracé précis de ceux-ci. On les réalisera en Scotchcal de 3M, référence 8005, soit aluminium-noir. La maison Sélectronic peut soit vous fournir le Scotchcal 8005 vierge, avec le révélateur spécial, soit vous fournir les décors insolés, développés et vernis. C'est finalement peut-être la solution la plus économique si l'on n'est pas déjà équipé en matériel d'insolation.

La préparation du décor comporte la découpe nette des contours extérieurs et celle des fenêtres rectangulaires. Ce travail se fait au cutter muni d'une lame neuve. Passer deux ou trois fois sur la coupe, puis plier l'alu sur la marque dans un sens puis dans l'autre. La cassure se fait nettement. Pour les fenêtres, il faut marquer les quatre côtés en insistant sur les coins. Procéder ensuite par pliages légers jusqu'à cassure. Détacher alors délicatement. Se méfier car le 8005 reste un peu fragile malgré son vernis protecteur. Une rayure fait apparaître l'aluminium et est très visible.

La pose du décor est aussi assez délicate. Enlever le papier protégeant l'adhésif. Le couper en plusieurs bandes que l'on posera sur la face recevant le décor. Poser celui-ci sur les bandes. Régler sa position le plus soigneusement possible. Puis, petit à petit, supprimer les bandes et appuyer pour un bon collage. Utiliser un chiffon doux.

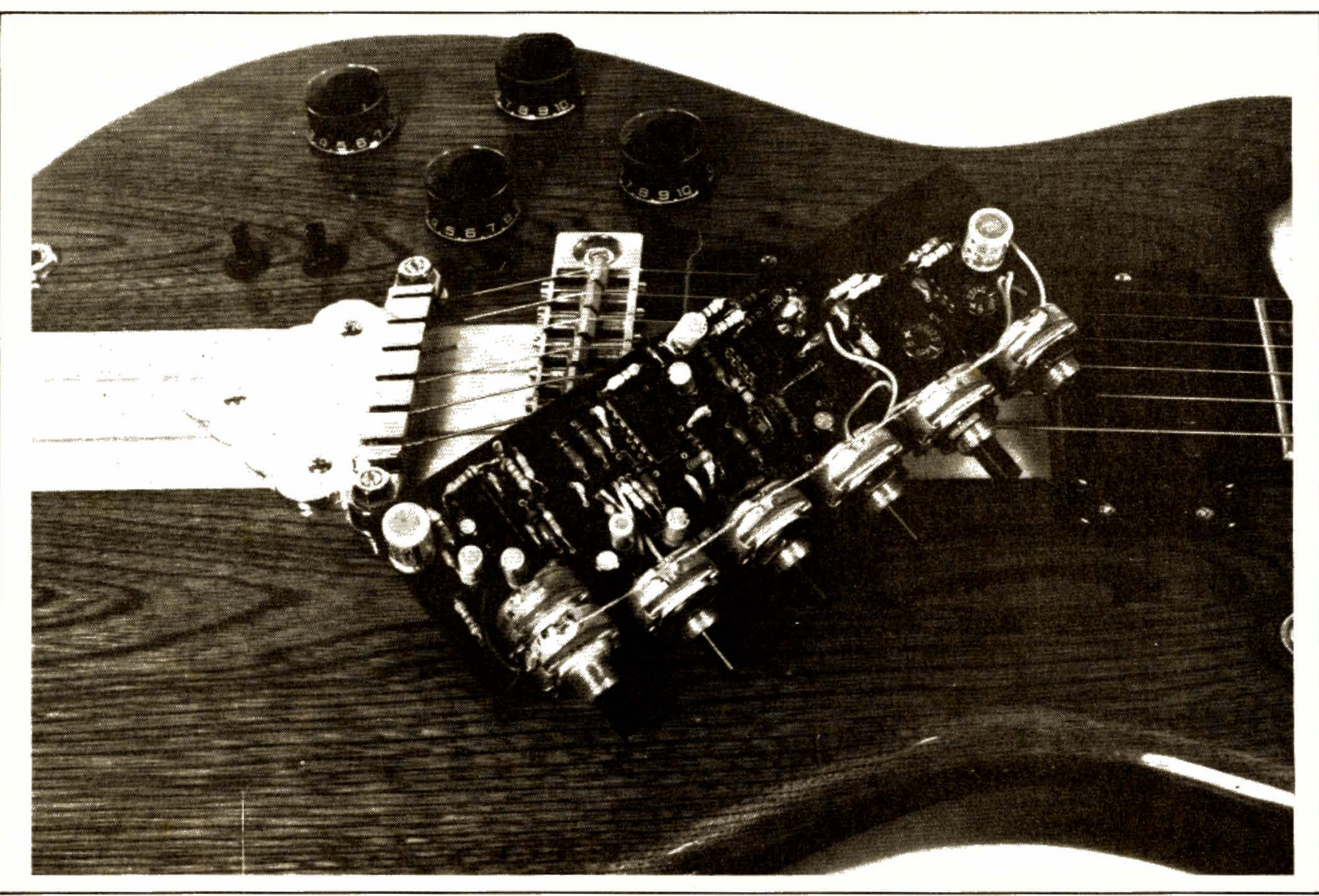
Le décor arrière est évidemment plus facile à poser (voir photo D). Tous les trous ronds se font après collage du Scotchcal, avec un cutter à lame étroite (genre X-Acto). NB. Ne pas oublier que la moindre aspérité sous le décor fera apparaître une petite bosse fort visible. Bien vérifier avant collage. Ne pas poser maintenant le rhodoïd rouge.

Nous arrêterons ici le texte de ce mois, voulant vous laisser volontairement tout le temps nécessaire à une préparation mécanique soignée. Vous ne serez pas ainsi tenté de bacler le travail sachant que cela ne vous servira à rien. Vous nous pardonnerez, nous l'espérons cette petite tracasserie ! Nous vous donnons rendez-vous le mois prochain, coffret flambant neuf, peinture parfaitement sèche, CI prêts et fixés provisoirement. Il nous restera à poser les composants et à faire toutes les interconnexions et ce sera beaucoup plus simple !

F. THOBOIS
(A suivre.)

MUSIQUE ELECTRONIQUE

Construisez un flanger...à bbd



LE Flanger est un instrument de trucage de son bien connu. L'effet de flanging a été constaté en faisant lire deux bandes magnétiques par deux magnétophones lisant à la même vitesse. Comme la vitesse de chacun d'entre eux ne peut être rigoureusement la même, et que l'on peut aussi intervenir sur ces vitesses, on créera entre les deux signaux des décalages. Lorsque les signaux auront été remélangés, nous aurons alors un effet très à la mode, effet souvent appliqué aux batteries.

Cet effet de flanging est disponible dans le commerce grâce à des pédales ou à des racks, dans lesquels il n'y a pas de magnétophone mais simplement un système de retard électronique. Le mélange d'un signal retardé et d'une signal direct, non retardé, donne naissance à des annulations et des additions suivant la phase respective des composants. Si on balaie le spectre audio, on va trouver une courbe de réponse dont la forme sera celle des dents d'un peigne. Ces dents seront réparties régulièrement le long de la bande de fréquences. On constitue ainsi un filtre dit en peigne, filtre à qui l'on fera balayer une partie du spectre, en modifiant le retard. Ce balayage donne naissance à des sons variables très intéressants lorsqu'ils sont appliqués à une guitare, un synthétiseur et, bien entendu, à la batterie.

Schéma synoptique

Le schéma synoptique du flanger est représenté sur la figure 1. Le signal arrive sur un amplificateur d'entrée pour attaquer un circuit de mélange. Ce circuit attaque un filtre anti-repliement. Ce filtre est destiné à éliminer des composantes de trop haute fréquence. Le système à retard, que l'on utilise ici, est, en effet, un système dans lequel on échantillonne le signal audio. Ce découpage du signal doit se faire à plus de deux fois la fréquence maximale que l'on veut transmettre. Si la fréquence de découpage est très élevée, le retard obtenu est faible. Si cette fré-

quence est basse, le retard est important mais les composantes d'entrée de trop haute fréquence vont introduire des signaux parasites de fréquence basse, il va se produire un changement de fréquence, et les fréquences nouvelles, bien qu'elles soient en relation avec la fréquence d'entrée, ne seront pas harmoniques avec elle, nous aurons une sorte de modulation en anneau très désagréable, et involontaire.

En éliminant les fréquences trop hautes (le filtre aura ici une fréquence de coupure voisine de 10 kHz), on va supprimer ce risque d'interférence. Le filtre que nous utilisons ici est doué d'une courbe de réponse en fréquence entraînant une préaccentuation du signal, c'est-à-dire, une remontée des signaux, proches de la fréquence de coupure du filtre. Comme les harmoniques d'un signal de fréquence relativement haute sont situées à un niveau assez faible, nous n'aurons pas ici de saturation.

La préaccentuation est aussi un moyen de réduire le bruit de fond, en effet, après le traitement par la ligne à retard, on placera un autre filtre qui sera, lui, chargé d'éliminer les résidus d'horloge, dus au découpage du signal, ce filtre aura une courbe de réponse complémentaire de celle du filtre amont, entre environ 1 kHz et la fréquence de coupure du filtre. Comme il y aura eu une préaccentuation, on devra éliminer une partie de l'aigu en faisant appel à un filtre à pente douce. Ce filtre atténuera le bruit de fond, présent aux fréquences hautes, si bien que le montage aura des performances intéressantes sans toutefois faire appel à un circuit de compression/expansion complexe que nous réserverons à une

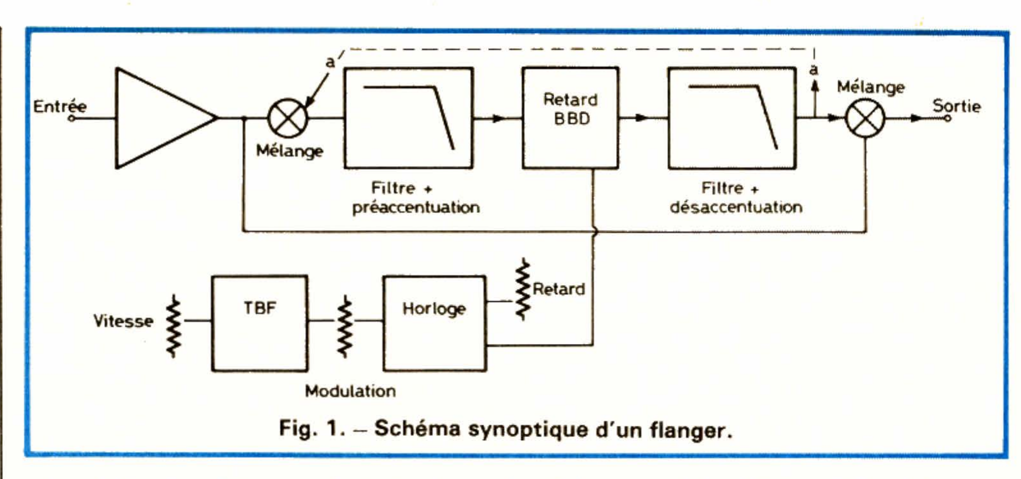


Fig. 1. – Schéma synoptique d'un flanger.

autre réalisation de cette série. Ce circuit de compression/expansion se composerait d'un compresseur, installé entre la sortie du mélangeur et l'entrée du filtre amont, tandis qu'un expanseur serait placé après le filtre qui assure la désaccentuation. Ce compresseur/expanseur pourra être réalisé à partir d'un NE570, circuit utilisé par la plupart des fabricants de flangers commerciaux de qualité.

La ligne à retard, utilisée ici, est à circuit électronique BBD, les lignes à retard BBD sont d'une grande souplesse, leur retard se commande en effet à partir d'une horloge travaillant à fréquence haute.

L'horloge utilisée ici est réglable en fréquence, le retard est modulé par un oscillateur à très basse fréquence dont la fréquence peut être réglée entre 0,1 Hz et 10 Hz (environ).

Le mélange du signal direct et du signal retardé est confié à un mélangeur actif. Nous n'avons pas représenté ici tous les réglages possibles, réglages que nous allons aborder lors de l'étude du schéma complet, un schéma dont la structure est un peu différente de ce que nous avons vu ici.

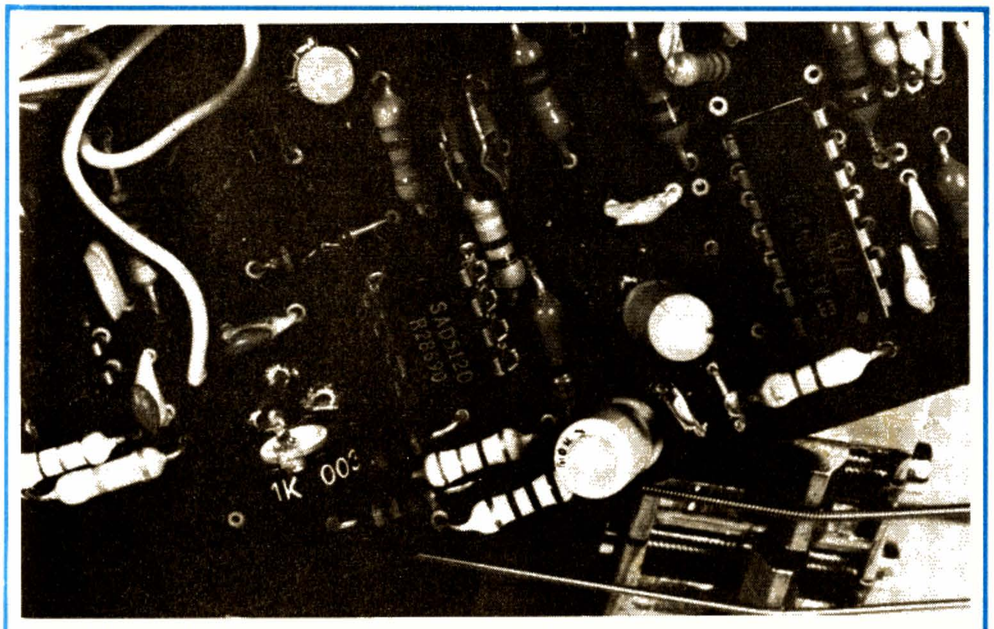


Photo A. – Gros plan sur le circuit de retard SAD 512 D, il est préférable de le monter sur support. On voit ici comment on peut modifier un potentiomètre pour montage horizontal en potentiomètre vertical.

Schéma de principe

Ce schéma est représenté sur la figure 2. Comme on le constate ici, il n'est pas très simple. Le montage est alimenté par une seule tension, ce qui impose la présence d'un circuit de polarisation pour les amplificateurs opérationnels utilisés ici. Le circuit amplificateur d'entrée utilise un NE5533, ou XR5533, ce dernier étant disponible chez le même distributeur que le circuit de retard SAD 512 D. Le signal arrive sur l'entrée non inverseuse du premier ampli de CI_1. Cette entrée est polarisée par une diode Zener constituant une source de tension de relativement basse impédance dynamique. Un condensateur shunte la diode Zener, pour éliminer son souffle propre.

Un condensateur de 47 pF est utilisé en compensation de fréquence. Un potentiomètre est monté en résistance de contre-réaction pour faire varier le gain de l'étage en fonction du signal admis à l'entrée.

Le signal de sortie part dans deux directions, vers R_4 et vers l'amplificateur de sortie. L'ampli op (a) de CI_2 est utilisé en mélangeur. Ce mélangeur est sensiblement différent de ce que l'on peut rencontrer habituellement. En effet, nous avons utilisé ici un potentiomètre monté entre les entrées inverseuses et non inverseuses afin de faire varier la phase et l'amplitude du signal. Le réglage d'amplitude permet de doser l'efficacité de l'effet tandis qu'un réglage de phase modifie la coloration de l'effet. Avec une inversion de phase, on obtient une forme de courbe de réponse différente, comme on pourra le voir sur les courbes relevées sur notre montage. Un second mélange est là, il est facultatif. Ce second mélange est une réinjection du signal de sortie sur l'entrée, cette réinjection modifie la couleur du signal.

Le filtre d'entrée utilise le circuit (b) du quadruple ampli opérationnel CI_2. La structure utilisée ici permet d'avoir une coupure plus raide que 12 dB/octave, on obtient environ 15 dB par octave avec elle.

Les condensateurs sont choisis pour donner une forme de courbe de réponse avec préaccentuation (C_9 a une valeur relativement faible).

La sortie du filtre est reliée à une résistance R_{36} permettant d'attaquer un limiteur à diodes. Ce limiteur fonctionne en alternatif uniquement, il permet de supprimer les bruits nés d'une surcharge de la ligne à retard. Une surmodulation de cette dernière provoque, en effet, l'apparition de bruits très désagréables. La tension maximale, applicable sur l'entrée de la ligne à retard, est très proche de la valeur d'une limitation effectuée par deux diodes 1N4148 montées en série et tête-bêche. D_4 et D_5 limitent les alternances positives, D_2 et D_3 les alternances négatives. La distorsion offerte par ces diodes n'est pas très gênante, nettement moins en tout cas, que les claquements produits par la ligne à retard.

La ligne à retard utilisée ici est une SAD 512 D. Précisez bien le D car cette version est équipée d'une bascule interne permettant l'attaque des circuits de décalage. La SAD 512 ne dispose pas du même boîtier (DIL 8 pour la D, DIL 16 pour la SAD 512) et il faut adjoindre un diviseur pour l'attaque à cette dernière.

L'entrée du signal audio est polarisée par un pont de résistances et un potentiomètre, la tension de polarisation est transmise par une résistance de forte valeur.

La borne 5 du circuit est polarisée environ 1 V au-dessous de la tension d'alimentation V_{dd}, le signal d'horloge arrive sur 1.

L'oscillateur TBF est constitué d'un NE566 dont la résistance variable P_1 permet de faire varier la fréquence. La constante de temps de cet oscillateur est déterminée par P_1, R_{21} et le condensateur C_{17}. La polarisation de la borne 5 permet une intervention sur la fréquence de l'oscillateur.

La sortie 4 délivre des signaux triangulaires qui vont être appliqués à l'entrée de modulation de l'horloge, constituée également par un NE566, ce circuit intégré étant très pratique pour cette utilisation. Cette fois, on travaille à une fréquence nettement plus importante. Nous avons pris, ici, un potentiomètre de plus basse valeur afin d'avoir une plage de variation limitée. Avec une résistance plus grande, on obtient une fréquence horloge tombant dans le domaine audible. La tension TBF est transmise par condensateurs afin de respecter les points de polarisation des entrées.

Le potentiomètre P_2 dose le taux de modulation de l'horloge.

Cette fois, on utilise la sortie des signaux carrés pour attaquer le circuit intégré de retard. La diode D_6 est une diode de clamping, elle permet de polariser convenablement l'entrée du circuit intégré SAD 512 D et d'appliquer une tension de commande d'amplitude suffisante. Le circuit de retard dispose de deux sorties. Ces deux sorties donnent deux informations identiques décalées dans le temps d'une demi-période d'échantillonage, cette technique, fort astucieuse, permet d'éviter les circuits d'échantillonnage indispensables si on veut éliminer la fréquence d'échantillonnage. Sans ce système, on obtiendrait des signaux rectangulaires dont la hauteur serait celle de la tension instantanée audio, il faudrait alors détecter la

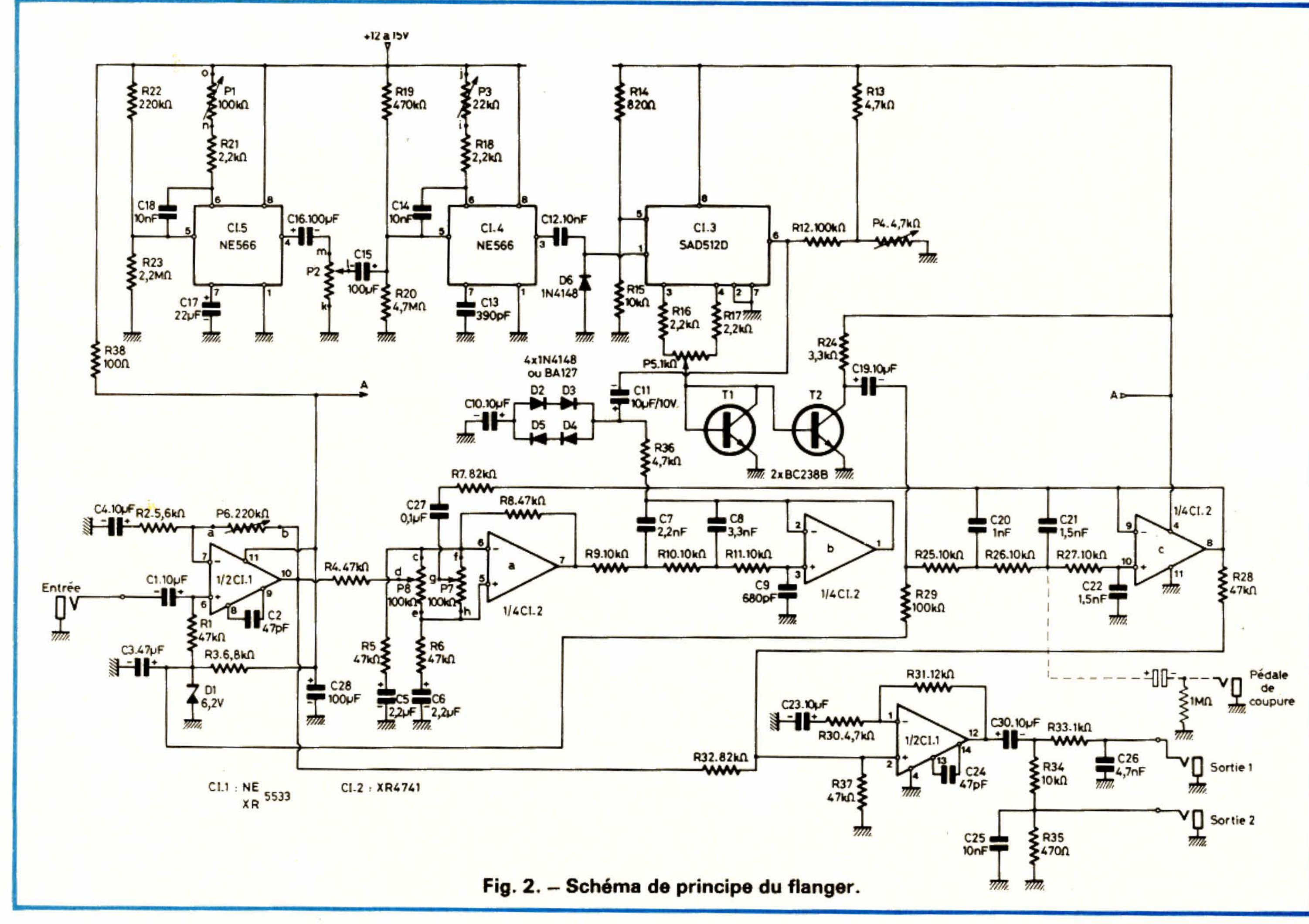


Fig. 2. – Schéma de principe du flanger.

hauteur de ces signaux et ne prendre que cette hauteur en considération. Avec ces discontinuités, un filtrage très important serait nécessaire pour éliminer la fréquence de découpage. Un potentiomètre est utilisé, ici, pour aligner les niveaux de sortie des deux voies et minimiser le signal à la fréquence d'échantillonnage. Nous avons, ici, un montage à miroir de courant, constitué de deux transistors qui devront être le plus semblables possible (nous avons utilisé ici deux BC 238 A que nous n'avons même pas trié, et ça marche !

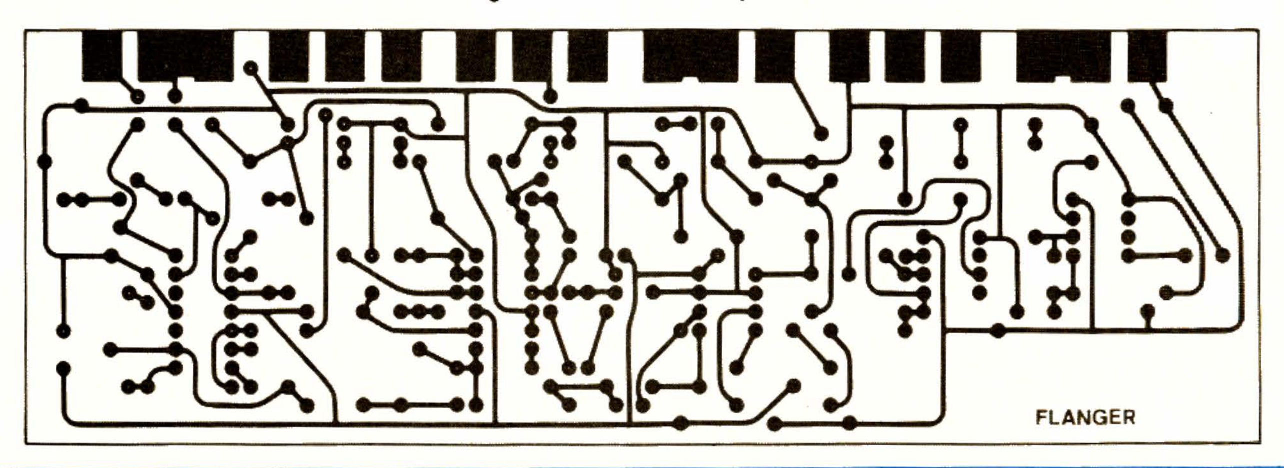
Le signal audio est disponible sur le collecteur de T_2 où il est dirigé sur le filtre d'élimination de fréquence horloge. Ce filtre a la même structure que le filtre amont mais ses éléments ont une valeur différente pour constituer un filtre de désaccentuation.

La sortie du filtre est réinjectée sur le mélangeur arrière. Nous avons représenté ici un circuit en pointillé, il permet de couper le signal retardé au cas où il ne serait pas nécessaire de profiter de l'effet. Cette pédale est facultative.

Le mélangeur de sortie est un autre amplificateur, l'impédance de sortie de l'ampli est très faible, nous avons cependant ajouté des résistances série et un atténuateur permettant de disposer d'un niveau bas pour l'attaque d'un amplificateur de guitare. Ces résistances sont équipées d'un condensateur éliminant quelques résidus qui se promènent dans

Fig. 3. – Implantation des éléments.

Fig. 4. et 5. – Circuits imprimés.



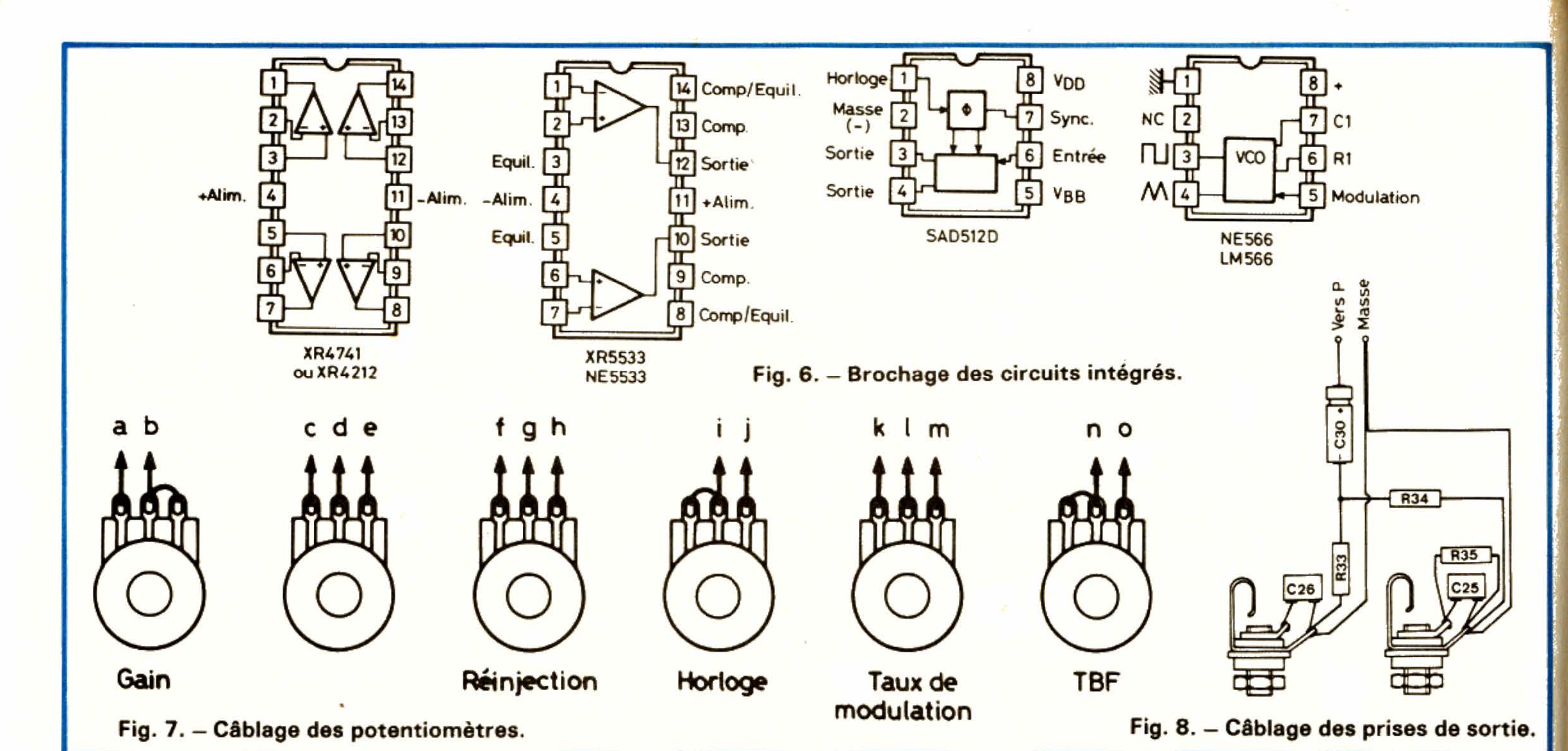


Fig. 6. – Brochage des circuits intégrés.

Fig. 7. – Câblage des potentiomètres.

Fig. 8. – Câblage des prises de sortie.

les circuits. Les signaux transitoires, les fronts raides de l'horloge ont tendance à rayonner un peu partout dans le montage, la présence de ces condensateurs permet d'en éliminer une bonne partie, juste à la sortie des signaux.

Réalisation

L'implantation des composants est donnée sur la figure 3, les circuits imprimés sur les figures 4 et 5.

Les dimensions du montage ont été prévues pour une installation dans un coffret de 18 cm de large, 7 cm de haut et 12 cm de profondeur.

Les potentiomètres seront installés sur le circuit imprimé, disposant de potentiomètres Radiohm à cosses, nous avons soudé directement les cosses sur le circuit. Le centre de la cosse est percé après soudure pour permettre un câblage. Nous n'avons pas essayé à tout prix de faire parcourir de longs trajets aux câbles imprimés, nous avons préféré un câblage par fils isolés, ce qui simplifie la réalisation du circuit imprimé.

Ne vous fiez pas trop non plus à la photo du circuit imprimé où figure un double potentiomètre, pour l'entrée, ce choix étant imposé par une disponibilité personnelle, tout simplement. De même, vous ne serez pas obligé de prendre systématiquement les composants de la photo. Il y a, en effet, beaucoup de présentations, pour des composants remplissant des fonctions identiques.

Le câblage des potentiomètres est donné sur la figure 7. La figure 6 donne le brochage et la représentation interne des éléments des circuits intégrés utilisés ici, ce brochage pourra être utilisé pour un examen oscilloscopique des signaux.

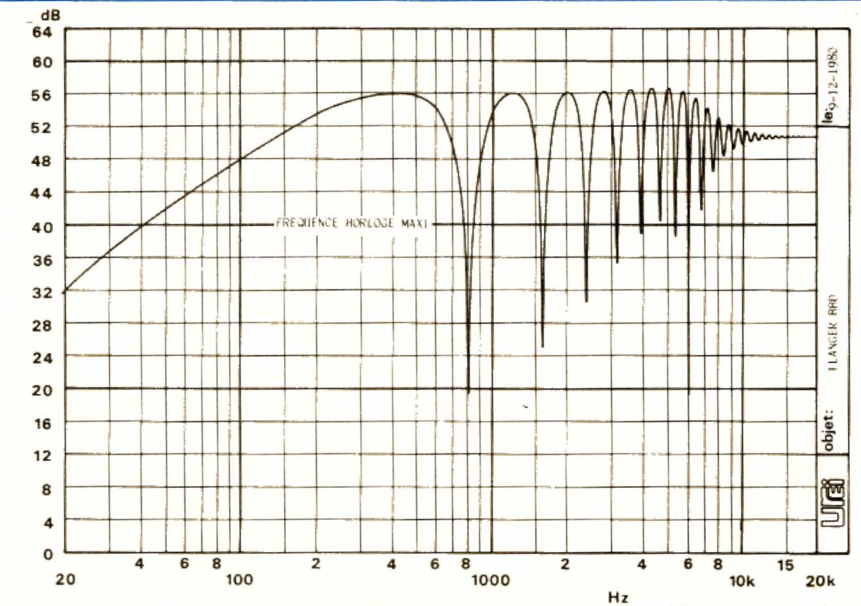
Les prises d'entrée et de sortie sont câblées directement sur la façade, la figure 8 donne le câblage des prises jack de sortie, les résistances des atténuateurs sont soudées directement sur les prises.

Photo B. – Cette vue montre comment on peut souder les potentiomètres directement sur le circuit imprimé. Ici, une résistance placée en parallèle sur un potentiomètre permet de réduire sa plage de fonctionnement, nous avons pris ici un potentiomètre de 100 kΩ en parallèle sur une 33 kΩ pour remplacer le potentiomètre de 22 kΩ que nous n'avions pas en stock.

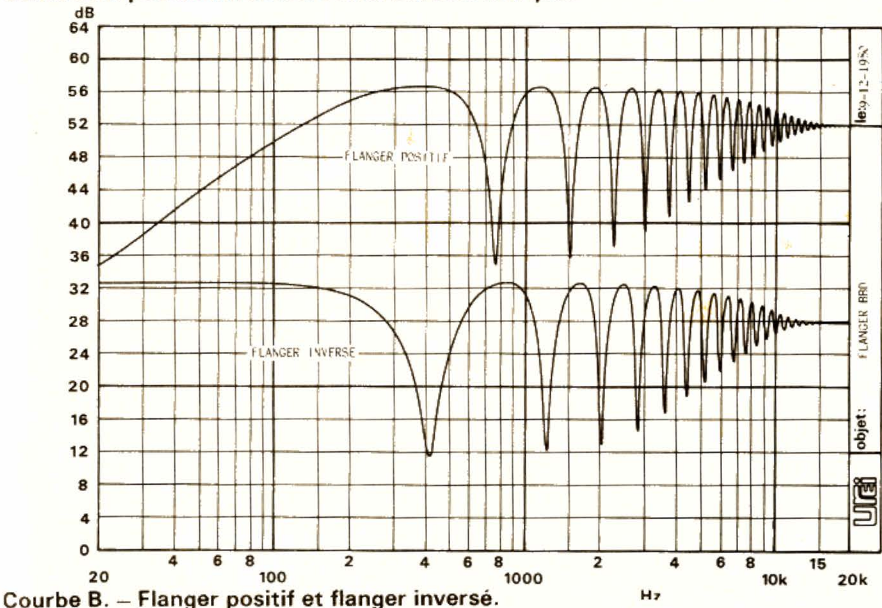
Mise au point

Il n'y a, en fait, que deux réglages à faire ici, celui de la polarisation de l'entrée audio de la ligne à retard, par l'intermédiaire de P_4 et l'élimination de la fréquence horloge par P_5.

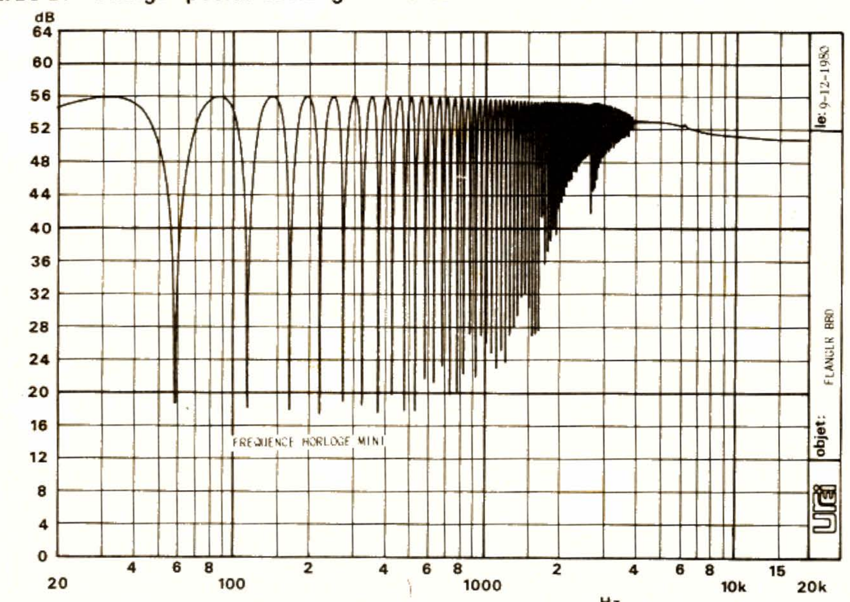
Pour régler la polarisation, on injecte un signal à l'entrée du montage, on monte le gain de l'amplificateur d'entrée jusqu'à apparition d'une distorsion audible. Pour cette manipulation, le potentiomètre P_8 devra être en position extrême, P_7 en médiane). P_4 sera réglé jusqu'à la disparition de la distorsion, si cette dernière persiste, on abaissera le niveau audio injecté par P_6. On repèrera deux positions, de P_4, une vers la masse, l'autre vers le + où l'on constatera l'appari-



Courbe A. – Courbe de réponse obtenue avec la fréquence d'horloge maximale, les dents sont peu nombreuses, l'effet est très marqué.



Courbe B. – Flanger positif et flanger inversé.



Courbe C. – Courbe de réponse du flanger pour la fréquence d'horloge minimale, les dents du peigne sont nombreuses.

tion de la distorsion, on choisira la position médiane.

Pour P_5, on écoute le bruit de fond et on tente de minimiser ce dernier. Cette manipulation se fait avec un faible signal d'entrée. Ces deux manipulations sont simplifiées si on dispose d'un oscilloscope permettant de visualiser les points où apparaissent les distorsions, pour P_4 et pour P_5 le minimum de résidus d'échantillonnage.

Pour vérifier les points de fonctionnement, on constatera que les sorties des amplificateurs opérationnels sont environ à 6,5 V.

Mesures

La sensibilité d'entrée de ce flanger varie de + 10 dBm à – 25 dBm, ce qui permet d'accepter toutes sortes de signaux. La tension maximale de sortie est située à + 7 dBm.

Le bruit de fond pondéré varie, suivant le réglage de l'horloge entre – 65 dBm et – 75 dBm, ce qui n'est pas trop mal, compte tenu de l'absence de système de compression/expansion, ainsi que de la relative simplicité de l'électronique, ce qui donne une dynamique 72 à 82 dB.

La fréquence de l'oscillateur TBF varie entre 0,07 Hz et 4 Hz, pour disposer d'une fréquence plus haute, on devra diminuer la valeur du condensateur C_{17}.

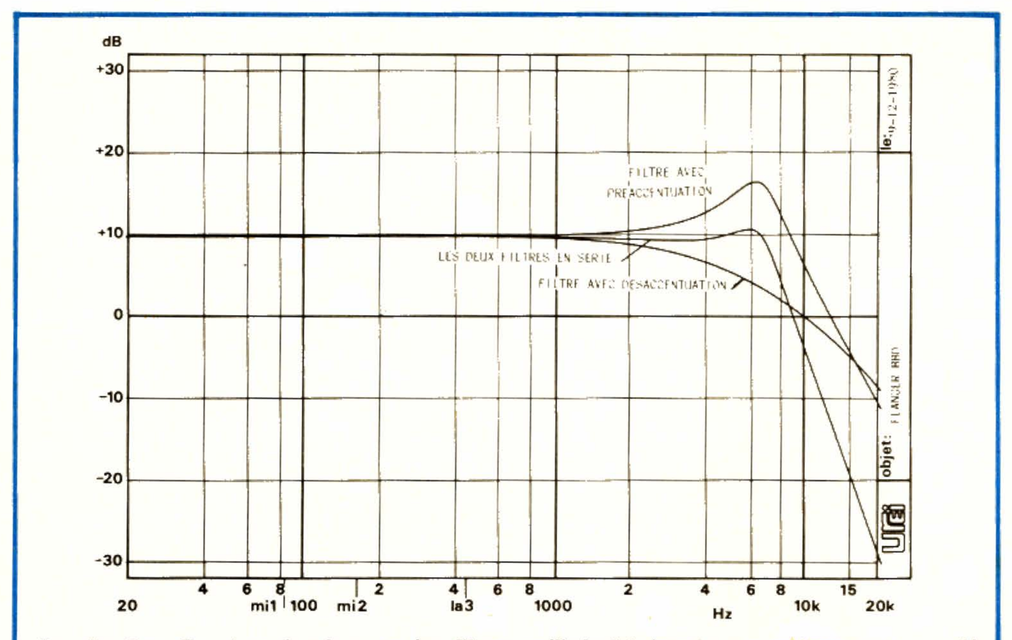
Les courbes de réponse des filtres sont données graphiquement, nous avons également quelques courbes obtenues pour divers réglages des potentiomètres. On voit ici l'intervention du système inverseur de phase dans la courbe de réponse.

Il ne vous reste plus qu'à vous amuser avec cet instrument avec lequel vous pourrez découvrir de nouvelles sonorités.

Etienne LEMERY

Liste des composants

R_1, R_4, R_5, R_6, R_8, R_{28}, R_{37} : résistance 1/4 W 5 % 47 kΩ
R_2 : résistance 1/4 5 % 56 kΩ
R_3 : résistance 1/4 W 5 % 6,8 kΩ
R_7, R_{32} : résistance 1/4 W 5 % 82 kΩ
R_9, R_{10}, R_{11}, R_{15}, R_{25}, R_{26}, R_{27}, R_{34} : résistance 1/4 W 5 % 10 kΩ
R_{12}, R_{29} : résistance 1/4 W 5 % 100 kΩ
R_{13}, R_{30}, R_{36} : résistance 1/4 W 5 % 4,7 kΩ
R_{14} : résistance 1/4 5 % 820 Ω
R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{21} : résistance 1/4 W 5 % 2,2 kΩ
R_{19} : résistance 1/4 W 5 % 470 kΩ
R_{20} : résistance 1/4 W 5 % 4,7 MΩ
R_{22} : résistance 1/4 W 5 % 220 kΩ



Courbe D. – Courbes de réponse des filtres utilisés ici, les deux courbes sont complémentaires avant la coupure.

R_{23} : résistance 1/4 W 5 % 2,2 MΩ
R_{24} : résistance 1/4 W 5 % 3,3 kΩ
R_{31} : résistance 1/4 W 5 % 12 kΩ
R_{33} : résistance 1/4 W 5 % 1 kΩ
R_{35} : résistance 1/4 W 5 % 470 Ω
R_{38} : résistance 1/4 W 5 % 100 Ω
C_1, C_4, C_{10}, C_{11}, C_{19}, C_{23}, C_{30} : condensateur chimique 10 μF 10 V
C_2, C_{24} : condensateur céramique 47 pF
C_3 : condensateur chimique 47 μF 10 V
C_5, C_6 : condensateur chimique 2,2 μF 10 V
C_7 : condensateur céramique ou mylar 2,2 nF
C_8 : condensateur céramique ou mylar 3,3 nF
C_9 : condensateur céramique 680 pF
C_{12}, C_{25}, C_{14}, C_{18} : condensateur céramique ou mylar, 5 mm 10 nF
C_{13} : Condensateur céramique 390 pF
C_{15}, C_{16}, C_{28} : condensateur chimique 100 μF 16 V
C_{17} : condensateur chimique 22 μF 16 V
C_{20} : condensateur céramique, mylar, 1 nF
C_{21}, C_{22} : condensateur céramique, mylar, 1,5 nF
C_{26} : condensateur céramique ou mylar 4,7 nF
C_{27} : condensateur mylar 0,1 μF
CI_1 : XR5533 ou NE5533 Exar (Tekelec) ou Signetics (RTC)
CI_2 : XR4741 Exar (Tekelec)
CI_3 : SAD 512 D Reticon (Tekelec)
CI_4, CI_5 : NE566 (Signetics) ou LM566 (NS)
D_1 : diode Zener 6,2 V
D_2, D_3, D_4, D_5, D_6 : 1N4148 ou 1N914 ou BA127
T_1, T_2 : BC238A ou équivalent (BC108A)
P_1, P_2, P_7, P_8 : potentiomètres linéaire, 100 kΩP_3 : potentiomètre linéaire 22 kΩ
P_4 : ajustable miniature (10 mm) 4,7 kΩ
P_5 : ajustable miniature (10 mm) 1 kΩ
P_6 : potentiomètre 220 kΩ log.
Prises d'entrée et de sortie, coffret, boutons, circuit imprimé, fil de câblage, soudure, visserie, etc.

Presse technique étrangère

Un doubleur de fréquence pour guitare électrique

Le dispositif, dont le schéma est représenté figure 1, relève d'une octave la fréquence du signal appliqué à l'entrée, c'est-à-dire double sa fréquence, et peut être utilisé pour modifier le timbre d'une guitare électrique.

Le signal prélevé sur le capteur de la guitare (de l'ordre de 50 mV) est amplifié par l'amplificateur opérationnel A_1, de façon à obtenir à l'entrée de C_2 une tension de 4 V environ (le gain nécessaire est ajusté par la résistance variable R_1), et appliqué à l'entrée d'un second amplificateur opérationnel (A_2) à travers les diodes D_1 et D_2. De cette façon, les alternances positives du signal arrivent sur l'entrée non inverseuse (à travers D_2), et les alternances négatives sur l'entrée inverseuse (à travers D_1). A la sortie de A_2 on obtient une tension dont la fréquence représente le double de celle du signal d'entrée. La tension de sortie, dosée par R_8, contient un taux élevé d'harmoniques HF, dont le niveau peut être réduit en shuntant R_8 par un condensateur de 22 à 33 nF.

Les deux circuits intégrés sont des 741 : µA741CA ou CV (Signetics), SN72741P ou N (Texas), LM741CN (National), MC1741CG ou CP (Motorola), etc. Les diodes D_1 et D_2 sont des HF germanium quelconques (OA90, OA95, OA73 etc.).

« Radio, télévision, électronica », (Bulgarie), N° 11 - 1979.

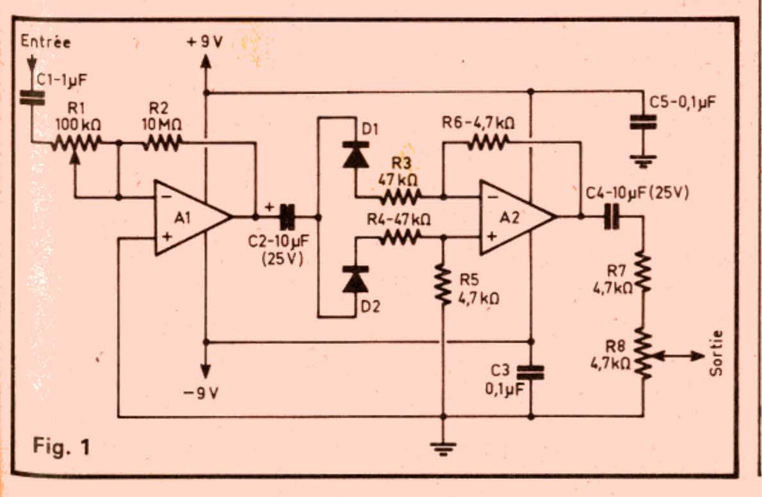


Fig. 1

Un filtre anti-rumble

Le filtre décrit permet de réduire très sensiblement le ronflement particulier appelé « rumble », d'origine mécanique, puisque dû aux vibrations résultant de la rotation d'un moteur (électrophone, table de lecture etc.), et cela sans influencer d'une façon perceptible la courbe de réponse de l'ensemble aux fréquences basses. Le principe de fonctionnement d'un tel filtre est basé sur trois phénomènes qu'il est utile de rappeler. En premier lieu, l'amplitude de la composante

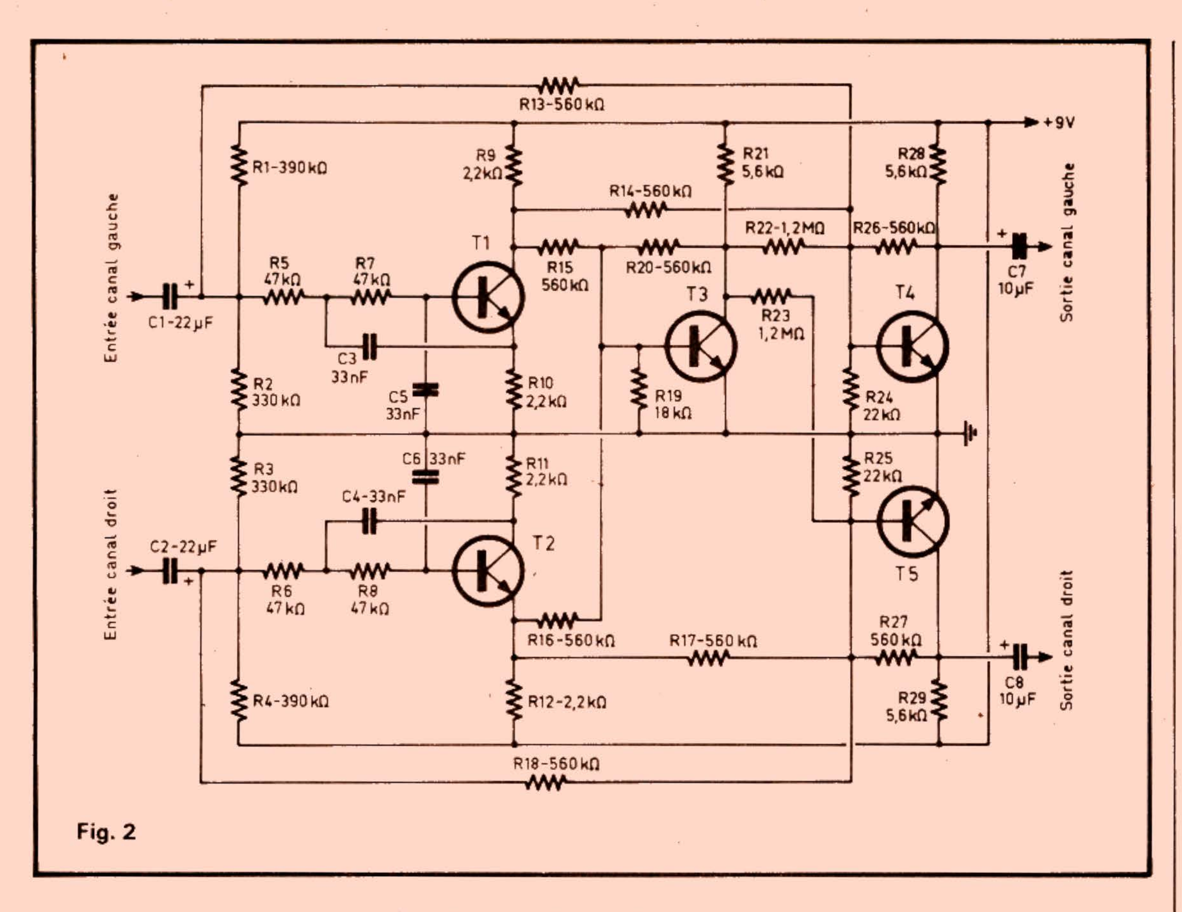


Fig. 2

verticale des signaux « parasites » est nettement supérieure à celle de la composante horizontale. Deuxièmement, lorsqu'on « lit » un enregistrement stéréo, les déplacements horizontaux de la pointe de lecture provoquant l'apparition, à la sortie, des signaux en phase avec ceux d'entrée, tandis que les déplacements verticaux se traduisent par le déphasage de 180° à la sortie. Enfin, on sait que l'effet stéréo se manifeste essentiellement sur les fréquences moyennes et élevées, tandis qu'aux fréquences basses (jusqu'à 400 Hz environ) il est pratiquement impossible de localiser la source du son.

Or, la plage où le « rumble » se manifeste ne dépasse guère 100 Hz, de sorte que si on extrait des signaux de chaque signal les fréquences basses et qu'on les additionne ensuite, les composantes en opposition de phase se compensent mutuellement, ce qui équivaut à la réduction du « rumble ». Les composantes en phase (signal utile) s'additionnent et se mélangent aux signaux des deux canaux, de sorte qu'à la sortie du filtre on obtient un signal à « rumble » considérablement réduit, mais dont l'amplitude ne subit aucune perte sensible.

Sur le schéma général figure 2 d'un tel filtre, les signaux des canaux gauche et droit sont appliqués à deux filtres passe-haut utilisant les transistors T_1 et T_2 et les composants qui s'y rapportent. La fréquence de coupure de ces filtres est de l'ordre de 100 Hz. En même temps, les signaux d'entrée non « traités » sont appliqués aux étages « additionneurs » T_4 et T_5 à travers R_{13} et R_{18}, ces étages recevant les signaux filtrés par R_{14} et R_{17}. Comme les étages T_1 et T_2 inversent les signaux d'entrée, leurs composantes à fréquence basse seront compensées, c'est-à-dire éliminées, sur les bases de T_4 et T_5. D'autre part les deux signaux de sortie de T_1 et T_2 sont appliqués, à travers R_{15} et R_{16}, à un autre transistor-additionneur, T_3, où les composantes en opposition de phase des signaux à fréquence basse sont éliminées, tandis que les composantes en phase s'additionnent. Le signal BF commun, recueilli sur le collecteur de T_3, est appliqué sur les bases de T_4 et de T_5, à travers R_{22} et R_{23}, où il s'additionne avec le signal propre de chaque canal.

La caractéristique de fréquence du filtre est pratiquement linéaire de 30 Hz à 15 kHz, présentant à ces limites une atténuation de 1 dB tout au plus, le coefficient de distorsion ne dépassant par 0,1 % pour un signal de sortie de 1 V eff. Pour que ce filtre fonctionne normalement, il est nécessaire que la résistance de sortie de l'étage qui le précède ne soit pas supérieure à 10 kΩ.

Tous les transistors sont du même type : BC109, BC549, BC173, BC239 etc.

« Wireless World »
(Grande Bretagne),
N° 9 - 1979.

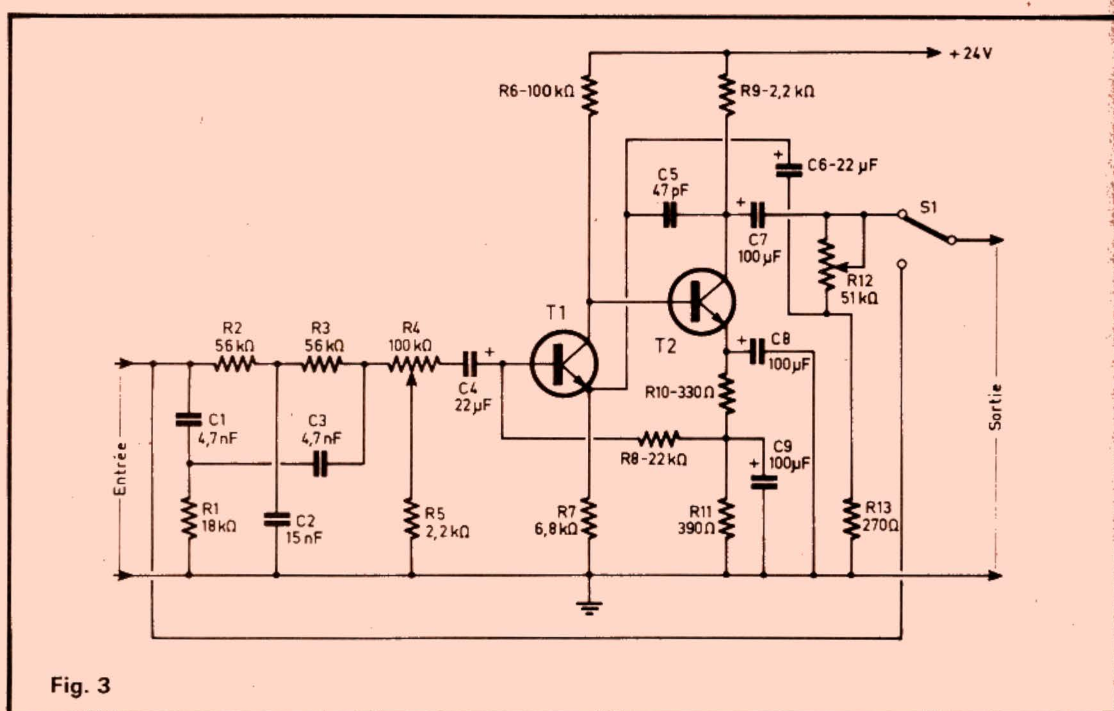


Fig. 3

Comment améliorer la qualité de reproduction à faible puissance

On sait que les particularités de l'oreille humaine conduisent à une atténuation des fréquences basses et élevées lorsque l'écoute se fait à faible puissance. Dans la plupart des récepteurs et amplificateurs fabriqués actuellement on fait appel à des régulateurs de volume compensés (potentiomètres à une ou deux prises intermédiaires), mais ce procédé s'avère insuffisamment efficace à faible puissance de sortie.

Actuellement, lorsqu'il s'agit d'amplificateurs Hi-Fi d'une certaine classe, on fait souvent appel à des étages spéciaux destinés à rendre « naturelle » l'écoute d'une reproduction, même si cette dernière se fait à très faible puissance. L'effet nécessaire est obtenu en affaiblissant très fortement le signal dans la plage de fréquences moyennes, comprises, en gros, entre 400 et 1 200 Hz. Le schéma de la figure 3 montre la structure possible d'un tel étage, dont la courbe de réponse, pour les deux positions extrêmes du potentiomètre R_4, est représentée dans la figure 4.

L'ensemble constitue un amplificateur à deux étages et à liaison directe, précédé d'un filtre réjecteur en double T, dont le potentiomètre R_4 peut modifier la « bande passante » et la réponse aux fréquences extrêmes. L'inverseur S_1 permet de mettre tout ce dispositif hors-circuit. Le niveau du signal à la sortie est réglé par R_{12}.

Les transistors à utiliser peuvent être des BC109C, BC549C pour T_1 et BC108C, BC548C ou analogues pour T_2. Le potentiomètre R_4 sera du type linéaire.

« Radioelektronik » (Pologne) N° 6 - 1979.

Un régulateur électroniqúe de volume

Un régulateur électronique de ce genre, utilisé de plus en plus souvent dans les amplificateurs Hi-Fi, présente l'avantage d'une commande plus progressive et exempte de tout crachement du gain d'un amplificateur. De plus, il est plus facile, par ce moyen, d'obtenir des courbes de variation du gain (angle de rotation du potentiomètre) très peu différentes l'une de l'autre, même s'il s'agit de réguler plusieurs canaux simultanément. Enfin, la commande du gain s'effectuant à l'aide d'une tension continue, des ronflements ou des parasites provenant par induction du secteur ne sont pas à craindre, même s'il s'agit d'une commande à distance.

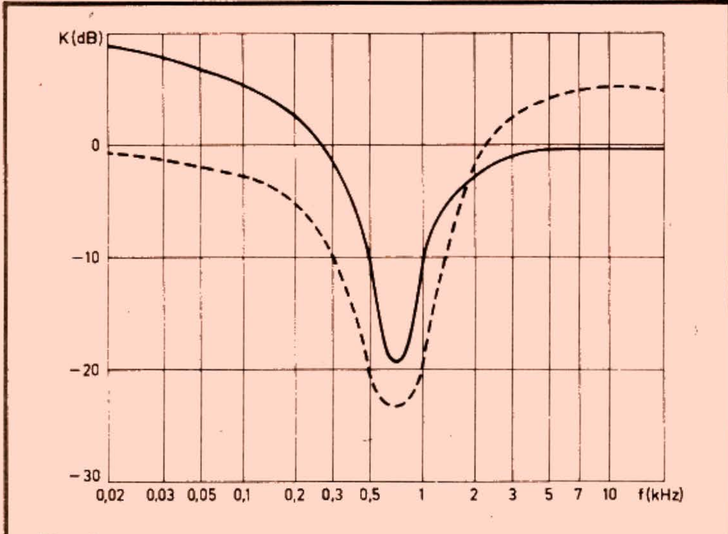


Fig. 4

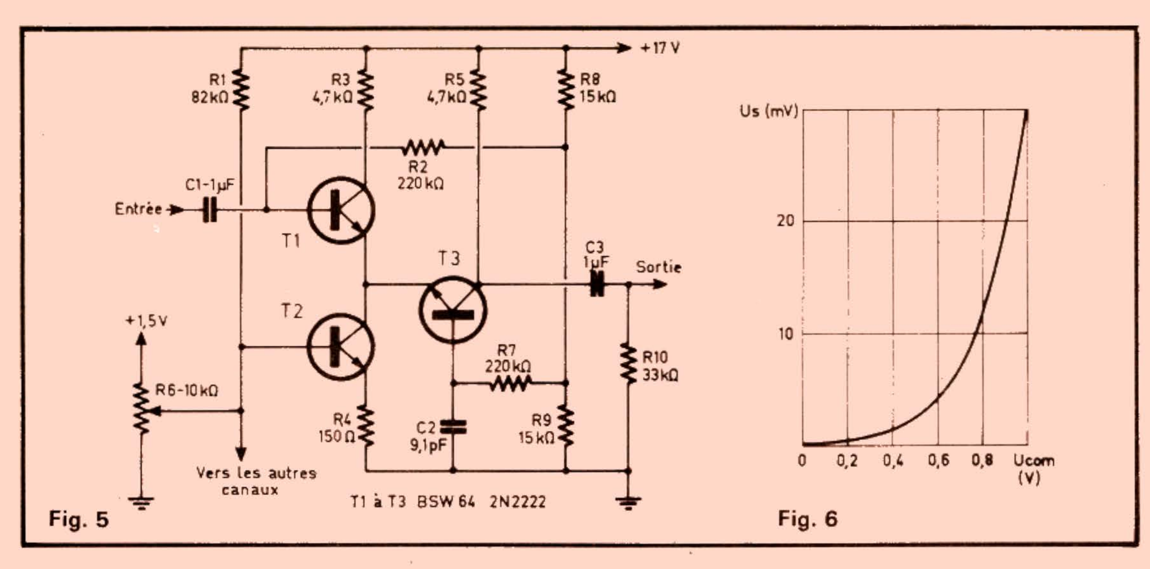


Fig. 5

Fig. 6

Le schéma de principe d'un régulateur de ce genre est représenté dans la figure 5 et ses caractéristiques principales sont :

Tension d'entrée maximale (mV) : 15.
Résistance d'entrée (kΩ) : 100.
Résistance de sortie (kΩ) : 4
Plage de régulation minimale (dB) : 60.
Rapport signal de sortie max./bruit (dB) : 66
Bande passante pour ± 1 dB (Hz) : 12,5 à 20 000.

L'amplificateur à proprement parler se compose de transistors T_1 et T_3, tandis que T_2 constitue l'élément de commande, agissant en tant que stabilisateur du courant dans le circuit des émetteurs de T_1 et de T_3. L'importance de ce courant dépend de la polarisation appliquée à la base de T_2 et dont la valeur est réglée par le potentiomètre R_6, que l'on peut monter à une certaine distance de l'amplificateur.

Le condensateur C_2 sert à corriger la courbe de réponse aux fréquences élevées et sa valeur exacte, qui dépend des capacités du montage, doit être choisie expérimentalement lors de la mise au point, la valeur indiquée sur le schéma n'étant qu'un ordre de grandeur.

La figure 6 montre la courbe de régulation de ce dispositif, c'est-à-dire la variation de la tension de sortie U_s en fonction de la tension de commande U_{com} pour une tension d'entrée de 15 mV. Comme le transistor T_2 fonctionne en régime de grand signal, la variation de la tension V_{be} en fonction du courant d'émetteur présente une allure sensiblement exponentielle, et il est indiqué de choisir pour R_6 un potentiomètre à variation linéaire, de façon à obtenir une variation de volume correspondant aux normes standard.

Si on remplace le transistor T_2 par un FET canal P inversé (source connectée aux émetteurs de $T_1 - T_3$) on obtient un régulateur également inversé, où la tension de sortie diminue lorsque la tension de commande augmente, ce qui est commode, en particulier, pour la régulation automatique du niveau d'enregistrement dans les magnétophones. Dans ce cas, la tension appliquée au potentiomètre R_6 peut être augmentée jusqu'à 10 V.

Les FET canal P ne sont pas courant sur le marché, mais on en trouve chez Motorola (2N5460, 2N5461). Quant aux trois transistors, tous du même type, ils peuvent être choisis parmi des modèles tels que BSW28, BSW29, 2N2222, BFX95 etc.

Radio (U.R.S.S.),
N° 2 - 1980.

Un régulateur de tonalité

Ce régulateur a été utilisé par Blaupunkt dans son récepteur auto stéréo « Koburg ». Son originalité réside dans l'emploi, pour le dosage des graves et des aiguës, d'un seul potentiomètre dont l'action se traduit par un effet de «balançoire » en ce sens qu'à l'une de ces positions extrêmes on obtient l'atténuation des aiguës sans que le niveau des graves soit affecté, tandis qu'à l'autre position extrême on atténue les graves sans modifier le niveau des aiguës.

Le schéma du dispositif montre que les fréquences basses et élevées arrivent vers la sortie à travers des circuits RC différents : C_2-R_7 pour les aiguës, C_8, R_9 pour les graves. Si le curseur de R_{13} se trouve au milieu de la piste, le pont formé par les quatre diodes D_1 à D_4 est en équilibre, les quatre diodes sont bloquées et le signal d'entrée passe sans être influencé par quoi que ce soit. Si on déplace le curseur vers la masse, les diodes D_1 et D_2 commencent à conduire et leur résistance directe diminue, de sorte que les fréquences élevées du signal sont atténuées. Si le curseur de R_{13} se trouve à l'extrémité opposée de la piste, ce sont les diodes D_3 et D_4 qui deviennent conductrices, ce qui conduit à l'atténuation des fréquences basses. Le gain de l'étage reste inchangé à la fréquence de 1 kHz quelle que soit la position du potentiomètre R_{13}.

Le transistor T_1 peut être choisi parmi les types tels que BC309, BC179, BC559, BC352, BC276, BC416 etc. Les quatre diodes du pont

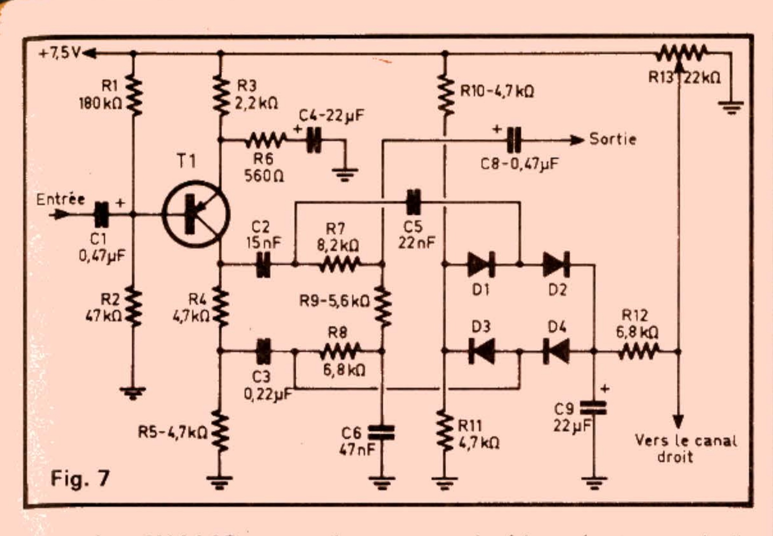


Fig. 7

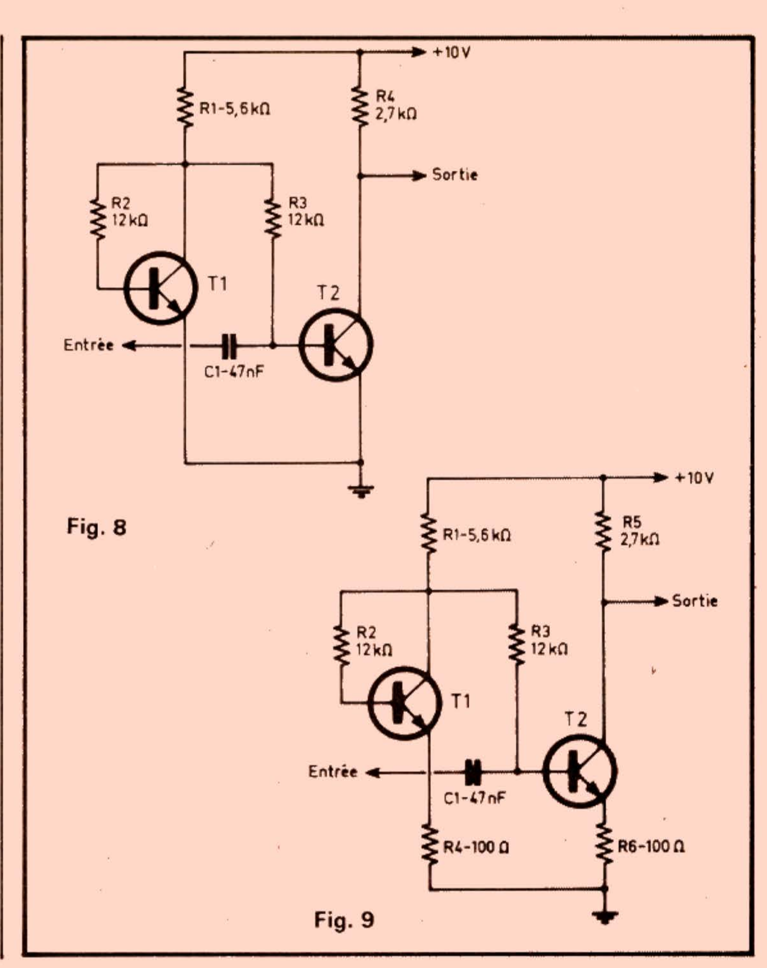


Fig. 8

Fig. 9

sont des 1N4148 ou analogues : BA100, BAX16, BA122, BA168, BAX80 etc.

« Radioamateur »
(Yougoslavie)
N° 2 - 1979

Un amplificateur à stabilisation thermique

Pour réaliser un tel étage il est particulièrement indiqué de faire appel à des transistors doubles, dont nous indiquons plus loin quelques modèles que l'on peut trouver dans le commerce et dont l'avantage réside dans l'identité de caractéristiques des deux transistors et dans la température de fonctionnement, obligatoire, la même pour les deux.

Le schéma de la figure 8 représente le plus simple des étages de ce genre où le transistor T_1 constitue l'élément thermostabilisateur,

tandis que T_2 fonctionne en amplificateur. Les courants de base des deux transistors seront identiques, puisque $R_2 = R_3$, et de ce fait les deux courants de collecteur auront la même valeur. Le courant de collecteur de T_1 est donné, à peu de chose près par la relation $I_{C1} = U_a/R_1$, U_a étant la tension d'alimentation. Le point de fonctionnement optimal du transistor amplificateur T_2 s'obtient si on fait $R_4 = 0{,}5\ R_1$. Dans ce cas, la tension de collecteur de T_2 représente à peu près la moitié de la tension d'alimentation, tandis que le courant de collecteur de ce transistor est pratiquement indépendant de la température, car lorsque cette dernière augmente, les courants de collecteur des deux transistors augmentent aussi, ce qui conduit à la diminution du courant de base de T_2.

Avec les valeurs indiquées sur le schéma le gain de l'étage est voisin de 150. Dans les cas où un étage de ce type doit avoir un gain déterminé, on modifie un peu le schéma (fig. 9), le gain étant déterminé alors par le rapport R_5/R_6.

Quant aux transistors doubles que l'on peut trouver sur le marché, on dispose d'une série très abondante chez Motorola (2N2913, MD7000 etc.) et chez RTC (BCY87, BCY88 et BCY89).

« Radio, Fernsehen, Elektronik » (RDA) n° 11 – 1978.

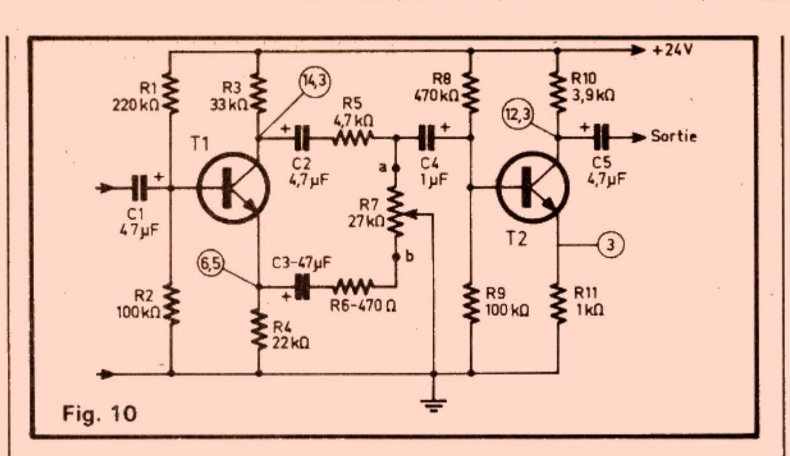


Fig. 10

Une commande de volume efficace

Si on utilise, pour commander le volume, un potentiomètre placé à l'entrée d'un étage de préamplification, le niveau de distorsion introduit par cet étage ne change pas. Tant que le volume reste à un niveau suffisamment élevé, mais peut devenir de plus en plus sensible au fur et à mesure que l'on réduit ce niveau. Le montage décrit ici permet d'y remédier, car, en même temps que l'on réduit le niveau du signal on augmente le taux de contre-réaction en tension alternative.

L'ensemble Fig. 10) représente un préamplificateur à deux transistors où un seul potentiomètre, R_7, fait varier en même temps, le niveau du signal et le taux de contre-réaction dans le circuit d'émetteur de T_1. Lorsque le curseur de R_7 se trouve à l'extrémité a de la piste, le gain global du préamplificateur est minimal, tandis qu'avec le curseur en b on obtient un gain maximal et un taux de contre-réaction minimal.

La résistance d'entrée de ce préamplificateur est de l'ordre de 50 kΩ et sa résistance de sortie est de 4 kΩ environ. Le gain maximal atteint 34 dB. Les deux transistors, identiques, peuvent être des BC109C, BC549C, BC173C, BC239C etc., mais il est important que tous les deux aient un gain compris entre 150 et 200 ou même plus.

Les potentiomètres de 27 kΩ ne sont pas courants, mais il n'y a aucun inconvénient d'adopter pour R_7 une valeur de 22 ou de 33 kΩ.

« Funkschau » (RFA) N° 3 - 1979.

La télé en relief à TF1

QUE faut-il penser de l'expérience de la télévision en relief des 31 décembre 1980 et 1er janvier 1981, à l'occasion de l'excellente émission de Philippe Caffin « Les grandes premières de la photographie », réalisée par Denis Derrien, en se plaçant, bien entendu, strictement sur le plan de la 3e dimension ?

Pour les possesseurs de lunettes, la démonstration était positive. Toutes les séquences n'avaient pas la même valeur, certaines étaient trop longues (surtout dans l'émission du 31/12) mais sur certaines images, l'effet était saisissant, surtout quand on voit Catherine Cadet vous pointer avec son ombrelle – qui semble sortir de l'écran –, ou lorsqu'elle se balance. Cela rappelle la séquence en relief du film « Le fils de Frankenstein » où un vol de hiboux semblait s'envoler dans la salle : certains spectateurs se cachaient la figure avec leurs bras.

Mais cela n'était possible que si l'on disposait d'une paire de lunettes d'anaglyphe, avec les filtres appropriés. C'est là l'échec de cette émission.

Faisons un petit calcul élémentaire. Sur les 30 millions de téléspectateurs potentiels en France, admettons qu'un dixième de ceux-ci – soyons modestes – possèdent un récepteur couleur et s'intéressent à cette expérience. Cela fait trois millions de lunettes ! Où les trouver ?

Il avait été question qu'un grand hebdomadaire joigne au numéro annonçant le programme une paire de lunettes d'anaglyphe, en « gadget » et en prime (une revue de télévision avait fait cela, il y a plusieurs années, pour observer des images imprimées en anaglyphe). Ce sont ces lunettes qui ont été jointes à mon livre « La télévision en relief ». L'affaire n'a pas marché.

Mais on dit vaguement (oh ! combien) au téléspecta-

teur : faites vos lunettes vous-mêmes !, avec une gélatine rouge et une gélatine bleue ! Comment les choisir ? Où les trouver ?

Quelques hebdomadaires ont proposé de s'adresser à un photographe, avec les références suivantes : L.M.T. (?) rouge n° 106, bleue n° 119 ou gélatine T7 (?), rouge n° 164, bleue n° 141 (pour Télé 7 jours), ou encore rouge n° 25 et bleue n° 38A (pour Télé Poche).

Je suis allé chez quelques photographes (ceux auxquels on donne ses films à développer), avec les indications qui précèdent. La plupart m'ont répondu qu'ils ne connaissaient pas ces numéros (ils étaient exacts, mais il manquait le nom du fabricant. Il fallait préciser par exemple « Kodak Wratten n° 38A et 25). On me demandait 15 jours pour me les procurer.

Un autre m'a proposé des filtres de correction avec leur monture spéciale pour l'adaptation sur un objectif d'appareil de photo de 24 × 36 !!

Ajouter à cela que « Télé 7 jours » a publié un croquis de lunettes totalement inutilisables !

Citons cependant quelques actions positives. Celle du directeur du musée de l'holographie, M. Mortez, qui a préparé quelques centaines de lunettes, et bravo pour la presse quotidienne de province « Ouest-France » et « l'Est Républicain » qui a fait le nécessaire pour diffuser quelques milliers de lunettes.

Mais, tout compte fait, combien de téléspectateurs auront observé, avec des lunettes, l'essai de « 3 DTV » de TF 1 (qui, soit dit en passant, a été effectué en toute indépendance de TDF) : quelques milliers ? Cela ne fait pas beaucoup.

L'expérience valait d'être tentée, mais dans d'autres conditions, en tenant compte d'une expérience similaire faite par la télévision belge il y a environ 2 ans. Toujours avec le même problème : faites vos lunettes vous-mêmes ! Les téléspectateurs belges ont protesté : ils n'avaient pas eu le temps ni les moyens de les faire.

Pour ma part, la presse hebdomadaire de télévision est coupable de négligence. Une telle tentative méritait plus de publicité, plus d'indications sérieuses publiées en temps utile. Quant à la presse technique — la pauvre — elle n'a pas été prévenue et elle est mensuelle !

Que conclure de cette expérience ? Aucun jugement ne peut être porté sur la « 3 DTV », compte tenu des conditions de sa radiodiffusion, et il serait souhaitable que la partie « relief » de cette émission avec quelques coupures soit rediffusée prochainement, en fin de programme, (après les informations), pour ne pas indisposer les téléspectateurs, mais en l'annonçant suffisamment tôt pour que le problème des lunettes puisse être résolu. Ces dernières pourraient être vendues pour quelques francs. Après cela, un sondage sérieux pourrait être fait auprès des téléspectateurs : Que pensez-vous de la télévision en relief avec un système « semi-compatible », c'est-à-dire qui utilise le système conventionnel de radiodiffusion, mais qui donne une image brouillée pour les téléspectateurs qui n'ont pas de lunettes ?

Voici ce que j'écrivais en 1977, dans le livre précédemment cité : « Pourquoi ne pas revoir, en fin d'émission et en relief, le match que l'on a vu en couleur l'après-midi » (page 21). Oui, mais dans ce domaine, je suis à la fois juge et parti...

Ce qu'on a vu est prometteur, mais cela me fait un peu penser à la télévision des années 35-39.

N'oublions pas que le problème de la « 3 DTV » est parfaitement résolu dans le domaine professionnel (noir et blanc et en couleur, par exemple pour l'exploration des fonds sous-marins et la robotique). Mais il s'agit là de solutions en circuit fermé, inapplicables avec les standards de radiodiffusion. J'ajoute qu'en « semi-compa-

tible » on peut déjà faire beaucoup mieux, avec des images en « fausses couleurs » qui sont plus agréables à regarder que celles en brun qui correspondent, dans le domaine de la TV en anaglyphes, aux photos des années 1910.

Qu'il me soit permis de profiter de l'occasion pour faire le point « international » sur la « 3 DTV » Grand-Public.

Il semble que le problème fondamental soit celui de la « compatibilité », c'est-à-dire (comme pour la couleur et le noir et blanc, il y a 30 ans) il faut qu'une émission de TV en relief puisse être reçue comme une émission « bidimensionnelle » sur un récepteur noir et blanc, ou sur un récepteur couleur (si l'on ne veut pas mettre de lunettes). Plusieurs solutions sont possibles et il y en a même en exploitation au Japon sur la chaîne NHK, et en Australie, et avec succès, puisque ces émissions sont parrainées par la publicité. Aux U.S.A., des démonstrations ont été faites : les grandes chaînes (NBC – CBS – ABC) ont dit « non », car il faut une « boîte noire » derrière le poste, et des lunettes ! En France, la « boîte noire » serait facile à brancher, grâce à la prise de péritélévision qui existe sur les postes modernes.

La télévision en relief sans lunettes est techniquement possible (puisque le relief sans lunettes existe en photographie), mais il faut encore quelques années de travail. Quant à l'holographie en TV, ce n'est pas pour demain !

Encore un mot. Le procédé des anaglyphes s'applique particulièrement bien aux vidéo-cassettes. Aux U.S.A, il existe une firme qui vend des cassettes (pré-enregistrées en relief) avec une ou deux paires de lunettes. Vous mettez la cassette dans votre magnétoscope, vous mettez les lunettes, et vous visionnez un film en relief. Pourquoi ne pas faire cela en France ?

En résumé, l'émission de TF 1 a eu un effet positif : elle pose pour nous le problème de la « 3 DTV ». Espérons qu'il ne restera pas sans réponse.

MARC CHAUVIERRE

PS – Si l'émission devait être rediffusée, voici les caractéristiques exactes de filtres que vous pouvez commander à votre photographe, ou vous les procurer vous-même :
Filtre WRATTEN, fabriqué par Kodak, 38A (bleu) et 25 (rouge). Adresse : Kodak 8 au 16, rue Villiot, 75012 Paris. Tél. : 347.60.60.
Filtre L.E.E. n° 164 (rouge), n° 141 (bleu). Adresse : L.E.E. Filter limited, 104 bd Saint-Denis, 92700 Courbevoie. Tél. : 788.44.50.

■

B. G. MENAGER

20, rue Au-Maire, PARIS-3e
Tél. : TUR. 66-96 C.C.P. 109-71 Paris
A 50 mètres du métro Arts-et-Métiers

MAGASINS OUVERTS
DU LUNDI de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h
AU SAMEDI de 8 h 30 à 12 h
Documentation contre 3 timbres

CREDIT DE 6 A 24 MOIS sur tout le matériel

MACHINE A COUDRE

Automatique, programmé super ZIG-ZAG, 11 programmes, équipement électrique 220 V. Mécanisme garantie 5 ans.
Prix .... **1 260 F**

Machine portative en mallette modèle récent d'occasion garantie **490 F**

CHAUFFE-EAU électrique « PACIFIC » type vertical 120 litres sur socle.
EN AFFAIRE .... **690 F**

FOURS AEG NEUFS

Différents modèles
Soldés pour défaut d'aspect.
650 F - 890 F - 1 250 F

PROMOTION

POMPE A VIDANGE de puisard
220 V mono 4 000 l/h ..... **490 F**
Modèle 7 000 l/h .... **820 F**
RADIATEUR pour salle de bains modèle infra-rouge à quartz 2 allures 600-1 200 watts ..... **180 F**
HOTTE DE CUISINE
2 vitesses de ventilation, éclairage longueur 60 cm .... **450 F**
POELE A BOIS soldé ..... **450 F**
MOTEURS ELECTRIQUES OCCASION 1/3 CV, 220 V mono, 3 000 tours avec poulie à gorge de 60 mm.
Prix .... **75 F**

SANS SUITE

PERÇEUSE D'ETABLI
à colonne type artisanal moteur 220 mono
COMPLETE AVEC MANDRIN
en 13 mn .... **1 090 F**
en 20 mm TRI 220/380 .... **1 280 F**
en 32 mm TRI 220/380 .... **3 000 F**

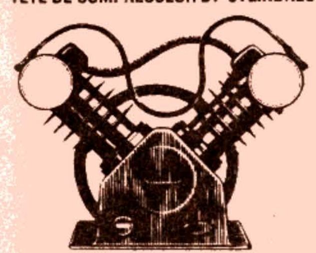
GENERATEUR D'OZONE

pour assainissement VENDU **265 F**

GROUPE ELECTROGENE

Portatif, moteur 4 temps, équipé de génératrice LEROY 220 V mono.
AU PRIX HORS COURS :
1 kVA **2 425 F** 2 kVA **3 169 F**
5 kVA **5 800 F**

TETE DE COMPRESSEUR BY-CYLINDRES



10 m³ .... **705 F**
Modèle 5 m³ .... **960 F**

OU MONOCYLINDRE

8 m³, 5 kg de pression ou 5 m³, 7 kg vendu avec moteur 1 CV, 220/380 V .... **650 F**

POMPES " SAM "

Pompe immergée pour puits ou forage profond jusqu'à 40 m. Peut distribuer l'eau jusqu'à 1 000 m Faible encombrement 220 V .... **NET 790 F**
FLOTTANTE utilisation instantanée, refoulement 28 m 1 800 L/Heure, puits, rivière, mare, étang, piscine, pour abreuvoir, étable, arrosage, habitation, etc. Avec 10 m de câble ...... **TTC 890 F**
RADIATEUR à circulation d'huile, 2 000 W, 220 V.
Prix exceptionnel .... **395 F**

ELECTRO-POMPE

PLM 220 V, mono. Aspirat. 6,50 m. Refoul. 20 m vertical, 200 m horizontal ... **395 F**

ENSEMBLE SOUS PRESSION

Pour DISTRIBUTION EAU ménagère avec réservoir 25 l .... **890 F**
En 100 l à pression air .... **1 150 F**

MONTEZ VOTRE GROUPE ELECTROGENE

Alternateur mono, 220 V
2 000 W .... **1 500 F**
5 kW 220-380 tri mono .. **3 250 F**

CHASSE HYDROPNEUMATIQUE
A débit mesuré pour toute cuvette à chasse directe. **248 F**
CUISINIERE-CHAUDIERE de cuisine Bois et Charbon, larg. 85 cm. **6 450 F**
ROBINET THERMOSTATIQUE
fabrication allemande .... **85 F**
CIRCULATEUR-ACCELERATEUR
chauffage central adapt **360 F**
CLIMATISEUR retour d'expo.
50 à 60 m³ .... **2 940 F**
BRULEUR A MAZOUT
de 15 000 à 45 000 calories **1 530 F**

FER A SOUDER 120 watts, 220 V, à chauffe rapide .... **42 F**
MEULEUSE effleurement, disque de 100 ...... **425 F**

TOURET D'ATELIER

2 meules 125 et 150 mm Courant 220 V mono
Avec écran protecteur NET 282 F et 380 F

au prix de gros

Moteurs mono 220 V
1 CV 1 500 T : **495 F** ou 3 000 tours .... **448 F**
1,5 CV 3 000 tours .... **509 F**



MOTEURS ELECTRIQUES
triphase 220/380
ventilés
NEUFS
Garantie 1 an

1 CV	3000 T/m	**299 F**	1500 T/m	**307 F**
1,5 CV	3000 T/m	**346 F**	1550 T/m	**381 F**
2 CV	3000 T/m	**403 F**	1500 T/m	**442 F**
3 CV	3000 T/m	**521 F**	1500 T/m	**544 F**
4 CV	3000 T/m	**616 F**	1500 T/m	**637 F**
5,5 CV	3000 T/m	**768 F**	1500 T/m	**811 F**
7,5 CV	3000 T/m	**976 F**	1500 T/m	**1 030 F**

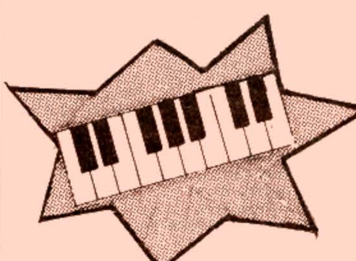
Avec inter jusqu'à 4 CV .... - **90 F**
Avec démarreur Et triangle de 3 à 10 CV **227 F**

J2L

POUR LA PREMIERE FOIS
DANS LE HAUT PARLEUR

ORGUES ELECTRONIQUES MATERIEL DE MUSIQUE ET INSTRUMENTS DIVERS

vente en entrepot



85 AVENUE GABRIEL PERI
92120 MONTROUGE
656.20.02
parking dans la cour
métro porte d'orléans
autobus 126

150 ORGUES ELECTRONIQUES

de grandes marques
à 1 ou 2 claviers
portables ou en meubles

AU 1/4 DE LEUR VALEUR **DE 500F A 10 000F**

FARFISA - HAMMOND - WELSON - YAMAHA - CRB - FINGER



– Lot de 2 orgues en meuble avec ampli, 2 claviers, boite à rythmes, valeur pièce 8100 F.x 2 = 16 200 F.
VENDUS 1 500 F. en panne.

– Orgues de scène et de studio, valeur 11 000 F.
VENDUS 3 500 F.

– ORGUES NEUFS - emballages d'origine - Val 6 800
VENDUS 2 800 F.

AMPLIS	*FENDER - ROAD - NOVANEX - AMPEG...*	
	PRIX JAMAIS VUS	DEPUIS 500 F
SYNTHÉ	*ARP - KORG - WELSON -*	DEPUIS 1 000 F
SONOS	*PEAVY - EARTH - ROAD - etc à partir de*	1500 F
DIVERS	*Clavecins - Harpes - Flutes - Saxo - Accordéons etc*	

JOURNEES NON STOP

Samedi 28 Février
DE 10 h A 19 h
Dimanche 1er Mars
DE 11 h A 17 h

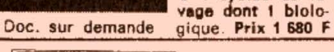
HORAIRES DE SEMAINE
De 8 à 12 h et de 14 à 18 h

COMPTOIR RADIO ELECTRIQUE



LAVE-VAISSELLE LS 312
CUVE INOX
peut être encastre
Sans bras central
Prise d'eau chaude directe. Technique de pointe. Sécurité totale
H 0,82 × L 0,60 × P 0,60 cm
- **12 couverts**
- **4 cycles de lavage dont 1 biologique. Prix 1 680 F**

Doc. sur demande





BACS EVIER INOX

1 bac 1,00×0,60 .... **120 F**
2 bacs 1,20×0,45 encast. .... **180 F**

MEUBLES SOUS EVIER
Différentes tailles à partir de .... **250 F**

MACHINE A LAVER LB 102





Larg. : 59 cm
Prof. tot. : 51 cm
Haut. réglable de 84 à 86 cm
10 programmes de lavage totalement automatiques dont 1 biologique
Capacité de lavage jusqu'à 5 kg de linge sec
Tiroir prod. lessiviels en façade à 3 compartiments
Programme spécial « p. laine vierge » Hublot avec ferm. mécanique de sécurité
Essorage à 400 tr/min. 1 280 F

TYPE LB 410 .... **1 380 F**



MACHINE A LAVER GRANDE MARQUE 5 KG
SUPER AUTOMATIQUE
10 programmes
Puis. de chauff. 2 700 W; puissance du moteur de lavage 250 W ; vitesse d'essorage 380 tr/min.; plan de travail, roulettes arrières ; dimens. : H 85× L 45× P 60

1 580 F

SUPER-AUTOMATIQUE
Version luxe, chargement dessus.
H 85, L 45, P 60 cm. .... **1 980 F**

RADIATEURS/CONVECTEURS

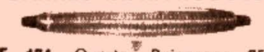
pour chauffage intégré



D'un aspect soigneusement étudié, ils s'harmonisent avec tous les intérieurs
(Photo non contractuelle)
Encombrement extrêmement réduit
Thermostat incorporé

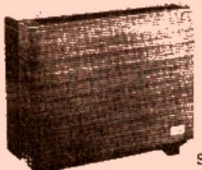
750 W	140 F	1 750 W	210 F
1 000 W	170 F	2 000 W	230 F
1 250 W	180 F	2 500 W	250 F
1 500 W	200 F	3 000 W	280 F

BARRES INFRA-ROUGES



TYPE 174. Quartz. Puissance 750 W. Réflection orientab. Interrupteur à tirette, marche-arrêt. Dim. : L 660 × E 112 × H 127 mm. **PRIX** .... **140 F**

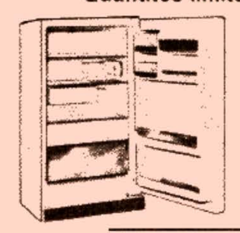
CHAUFFAGE ACCUMULATION



Système EDF (tarif de nuit)
Installation et utilisation faciles
Statique compensé
Thermostat d'ambiance incorporé.

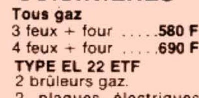
2 kW - 1 + 1 .... **590 F**
3 kW - 1,5 + 1,5 .... **790 F**
5 kW - 2,5 + 2,5 .... **1 180 F**

HOTTES ASPIRANTES



- **MODELE TOUT INOX.** A évacuation extérieure au recyclage par filtre. Eclairage incorporé. Dim. : prof. 46 x larg. 60 cm.
  Prix : 360 F
- **MODELE EMAILLE BLANC.** Face avant inox, avec volet. Mêmes dimensions.
  Prix : 380 F
- **MODELE EMAILLE «SABLE DORE».** Vitesse variable. Eclairage, mêmes dimensions.
  Prix : 420 F
- **FILTRES POUR RECYCLAGE.** Dans tous les types
  Prix : 50 F

PROMO SUPER AFFAIRE



TABLES DE CUISSON à encastrer « SAUTER » THERMOR RADIOLA PHILIPS ARISTON
Dim. : L 57,5× L 48×H 12,5 cm

- **4 feux électriques** Emaillée blanc .... **740 F**
- **4 feux tous gaz** ......Emaillée blanc **740 F**
- **4 feux mixtes.** Email .... **740 F**
- **4 feux mixtes.** Inox .... **780 F**
- **4 feux. Tout électrique.** Inox .... **780 F**
- **4 feux tout gaz.** Inox .... **780 F**
- **2 feux tout gaz.** Inox .... **480 F**
- **2 feux électriques.** Inox .... **480 F**
- **Plaques de cuisson emaillées - sable doré**, tout gaz, mixte, tout électr.
  Prix : 780 F
- **Plaque grillade encastrable.** Dim. : 350 x 200 mm. **Prix : 240 F**

CUISINIÈRES

Tous gaz
3 feux + four ..... **580 F**
4 feux + four ..... **690 F**

TYPE EL 22 ETF
2 brûleurs gaz.
2 plaques électriques. Four 2 500 W - Grill 2 000 W - Tourne-broche - Thermostat automatique - Eclairage du four - Chauffe-plats.
Prix : .... **980 F**

TYPE EL 04 ETF
4 plaques électriques - Four et grill électriques - Thermostat automatique - Tournebroche - Eclairage du four - Chauffe-plats. **Prix** ...... **1 080 F**

NOUVEAUX MODELES
SERIE TL 40 VF. 4 feux gaz. Four gaz chaleur tournante. Allumage électrique. Thermostat. Couvercle inox .... **1 280 F**
TYPE TL 22 VF. Mixte. 2 brûleurs gaz. Allumage électr. 2 plaques électriques. Four électr chaleur tournante. thermostat. couvercle inox .... **1 380 F**

CUISINIERE «BUTANETTE»
3 feux + four + placard à bouteille gaz.
Prix : 780 F

AFFAIRES SANS SUITE REFRIGERATEURS

Quantités limitées



220 litres
1 porte
H : 110 cm
L : 59 cm
P : 60 cm

PRIX 780 F

COMBINES REFRIGERATEUR CONGELATEUR - 2 PORTES

Dim. : H 1,55 x l 0,55 x P : 0,60 cm
CAPACITE — 130 litres + 160 litres **1 480 F**

CONGELATEURS **** — 30°

← 67,5 cm
590 LITRES
90 cm
← 160 cm →

GRANDE MARQUE
590 litres
5 paniers
2 bacs à glace
réserve à glaçons
Thermomètre
Cuve alu
Prix 1 980 F

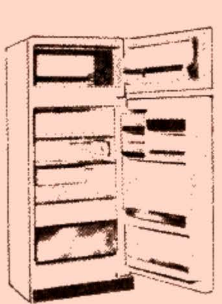
NEUFS, en EMBALLAGE D'ORIGINE

PROMOTION
220 litres **1 180 F** • **290 litres 1 280 F**
370 litres **1 380 F** • **420 litres 1 480 F**

CONGELATEURS VERTICAUX
145 L. H 87 x P 60 x l 55 cm .... **1 080 F**

• REFRIGERATEURS •

GRANDE MARQUE - GARANTIS



Avec département « CONGELATEUR » ** (— 30°)**
H 1,57 m ×P 60 cm ×L 55 cm 285 litres
Prix : 1 280 F

320 litres
H : 1,50
P : 0,60
L : 0,60
Prix : 1 530 F

• MODELES 1 PORTE
Dégivrage semi-automatique
Aménagement intérieur permettant une utilisation maximum de la place
140 l. T. TOP 560 F 220 l. ...... **960 F**
190 l. .... **880 F**

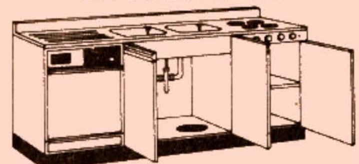
Quelques appareils vendus avec défauts d'aspect, à voir sur place.

CHAUFFE-EAU électrique



220 V - 1 200 W, avec interrupt. Thermostat
H 39×L 34×P 22 cm
PRIX : 260 F (port 50 F)
Modèle spécial à poser sous évier ...... **290 F**

KITCHENETTES



MODELE N° 1. L : 1,65 x H : 0,86 x P : 0,60 m
Evier 1 bac, égouttoir. Plaque électrique 4 feux, 2 placards dont 1 poubelle
PRIX : 2 500 F

MODELE N° 2. L : 1,00 x H 0,86 x P : 0,60 m
Evier inox. Lave-vaisselle. 12 couverts. cuve inox. robinetterie, égouttoir.
PRIX : 1 900 F

photo non contractuelle

CHAUFFE-EAU A ACCUMULATION 220 V GRANDE MARQUE



DOUBLE PROTECTION de la cuve
Anode de magnésium
Résistance en acier
THERMOSTAT (NF)
Contrôle extérieur de la température par thermomètre
Isolation thermique en mousse de polyuréth.
Modèle vertical :
50 LIT., 1 500 W **600 F** Ø 450×H 500
75 LIT., 1 500 W **670 F** Ø 450×H 731
Robinet de sécurité pour 50 et 75 l **90 F**

100 l, 1500 W.	Ø 540xH	715	**780 F**
150 l, 2000 W.	Ø 540xH	976	**900 F**
200 l, 2500 W.	Ø 540xH	1237	**1 200 F**

Modèle horizontal :

100 l, 1500 W.	Ø 540xH	715	**800 F**
150 l, 2000 W.	Ø 540xH	976	**990 F**

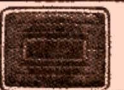
ROBINET de sécurité ...... **110 F**
TREPIED pr 100, 150 et 200 l **110 F**

PROMO AUTORADIO K7



PO-GO-K7. 5 W, stations préréglées. Livré avec HP .... **290 F**
Photo non contractuelle

PO-GO-FM-K7. 5 W. Stations préréglées Avec HP .... **390 F**
PO-GO-K7 stéréo. 2 x 5 W. Stations préréglées. Avec HP .... **390 F**
PO-GO-FM-K7 stéréo. 2 x 5 W. Stat. prérégl. Avec HP .... **490 F**



HAUT-PARLEURS EN COFFRET POUR VOITURES 4 Ω
Prix .... **20 F**

MATERIEL 2e MAIN garantie : 12 mois



Téléviseurs noir et blanc
44 et 51 cm portables
490 F
En 61 cm : 590 F

Photo non contractuelle.



PLATINE LECTEUR de K7
Complète, prête à fonctionner **avec** alimentation régulée du moteur.
Avec **tête STEREO** ...... **79 F**
(Prix par quantité)

SOLDES PERMANENTS DE MATERIEL ELECTRO-MENAGER, GRANDES MARQUES

Refrigerateurs, cuisinieres, machines a laver lave-vaisselle, fours encastrables simples et doubles, congelateurs verticaux et bahuts de 140 a 600 l.

VENDUS JUSQU'A 50 % DE LEUR PRIX.
(A voir sur place.)

Se reporter a nos publicites precedentes.

RADIO COMPTOIR ELECTRIQUE

245, Fg-St-Martin - 75010 PARIS
Tél. : 607-57-98 ou 47-88
Mo Jaurès - L.-Blanc - Stalingrad

41 bis, Quai de la Loire
157, rue de Crimée
75019 PARIS - Tél. : 205-05-95
Métro Crimée

PARKING DANS LA COUR

LES COMMANDES SONT ENREGISTREES EN FONCTION DE LA DISPONIBILITES DE NOS STOCKS

OUVERT TOUS LES JOURS de 9 à 12 h 30 et de 14 à 19 h (sauf dimanche et jours fériés)
Catalogue détaillé et demande de renseignements, joindre 1 timbre à 1,30 F s.v.p.
Nos prix TTC s'entendent marchandises prises au magasin
EXPEDITIONS
Règlement total à la commande - Port PTT, jusqu'à 5 kg : 20 F
Au-dessus de 5 kg : port S.N.C.F., payable à la livraison
C.C.P. : 20.021 98 H PARIS

PRIX ETABLIS AU 1-02 1981

Initiation à la pratique de l'électronique

LES BASCULES

IL existe deux types de circuits logiques : les circuits combinatoires et les circuits séquentiels.

Dans les circuits combinatoires, l'état de la sortie est une fonction déterminée de l'état à l'entrée. Ce sont par exemple les portes NAND, NOR, etc.

Pour les circuits séquentiels, l'état à l'entrée ne suffit pas, il faut aussi tenir compte du « passé » des signaux d'entrée pour connaître l'état à la sortie. Comme exemple des circuits séquentiels, citons les bascules qui équipent les compteurs et les registres à décalage.

Une bascule électronique est un dispositif susceptible de changer d'état binaire sur commande et de conserver cet état jusqu'à l'apparition d'un autre signal. Ce dispositif constitue donc une « mémoire ».

Une bascule électronique s'appelle également « bistable » ou « flip-flop ».

Nous allons voir qu'il existe plusieurs types de bascules (RS, RSH, D, T, JK...), que l'on peut les réaliser avec des transistors, ou avec des portes NAND ou NOR.

Une bascule comporte au moins deux entrées, l'une pour la commande et l'autre pour la remise à zéro.

Un transistor ou une porte seule ne peut pas stocker une information, il faut rajouter un circuit de verrouillage qui est en fait un inverseur.

La table de vérité d'une bascule permet de l'utiliser facilement.

Nous continuerons le mois prochain avec les bascules JK.

La fonction mémoire

Les fonctions fondamentales utilisées en logique se nomment ET, OU, NEGATION... Une autre, la fonction MEMOIRE, garde pendant un temps plus ou moins long une information de type binaire qui lui a été transmise. Cette fonction nécessite donc un circuit de mémoire qui est précisément une bascule.

Les applications des bascules électroniques sont bien nombreuses. Citons un exemple : lorsque nous sommes dans un ascenseur et que nous appuyons sur le « 6 ». Un circuit prend en mémoire cette information ; celle-ci sera gardée jusqu'à ce que l'ascenseur soit arrivé au sixième étage. En parlant un langage un peu plus technique, disons que les commandes d'un ascenseur se composent d'autant d'éléments de mémoire que d'étages dans l'immeuble. Le fait d'appuyer sur un des boutons de commande envoie un signal binaire (une simple tension continue) à la bascule correspondante, mettant celle-ci à l'état 1. Très schématiquement la sortie de cette bascule est reliée à la commande du moteur de l'ascenseur qui fonctionnera jusqu'à l'étage choisi. A cet instant le circuit de mémoire reçoit un autre signal binaire qui effacera l'information stockée. Autrement dit, il y a une remise à zéro, la bascule est à l'état 0, et le moteur n'est plus commandé.

Nous pouvons déjà représenter schématiquement une bascule par un rectangle ayant deux entrées, l'une pour la commande, l'autre pour la remise à zéro. Cette bascule possède également une sortie par laquelle on pourra utiliser l'information stockée (fig. 1).

Fig. 1. – Schéma de base d'une bascule.

Version transistorisée d'une bascule

Voyons maintenant comment pourrait être constitué cet élément de mémoire. Serait-il possible d'uti-

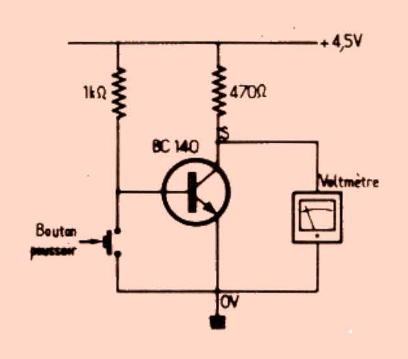


Fig. 2. – Un transistor seul ne peut pas stocker une information.

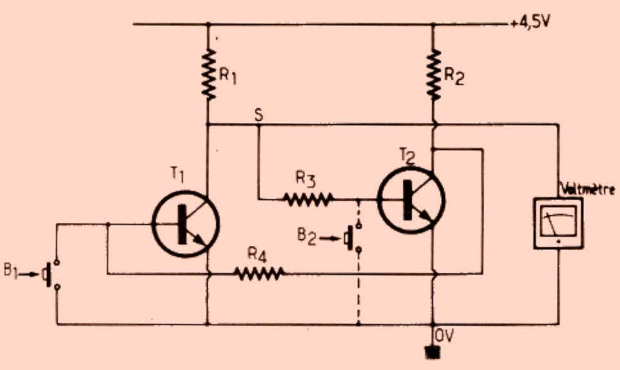


Fig. 3. – Une bascule transistorisée nécessite 2 transistors ($R_1 = R_2 = 470\ \Omega$, $R_3 = R_4 = 1\ k\Omega$).

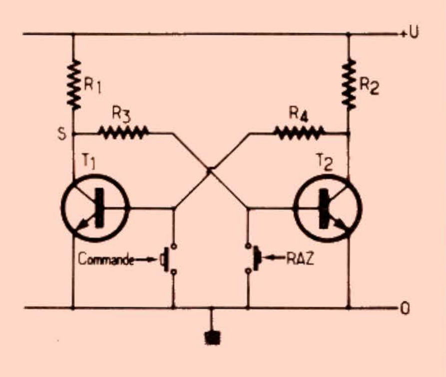


Fig. 4. – Représentation usuelle d'une bascule à transistors.

liser un transistor comme celui représenté figure 2 ? Le fait d'appuyer sur le bouton-poussoir change l'état du transistor. C'est-à-dire que si nous mesurons la tension de sortie S, nous constatons que le potentiel collecteur change, il passe de 4,5 V à une tension très proche de zéro (0,2 V environ). Nous constatons également que cette variation de tension ne dure que le temps pendant lequel le bouton-poussoir est actionné.

Il faut donc trouver un moyen pour que le transistor reste dans ce nouvel état. Un artifice est trouvé par l'utilisation d'un deuxième transistor T_2 (fig. 3) dont le rôle est de remplacer le bouton-poussoir une fois que celui-ci est relâché.

Voyons maintenant comment fonctionne ce nouveau circuit.

Le bouton-poussoir B_1 n'est pas actionné. Le transistor (T_1) est passant, il est polarisé par les deux résistances en série R_2 et R_4. La valeur ohmique de ces deux dernières a été choisie assez faible dans le but de bien saturer T_1. Il en résulte que de ce fait, la tension en S est très faible et que le transistor T_2 ne conduit pas, n'étant pas polarisé.

Si maintenant B_1 est actionné, c'est T_1 qui n'est plus polarisé. Le potentiel en S passe à 4,5 V environ, ce qui rend passant le transistor T_2. Le potentiel collecteur de celui-ci, à son tour, chute fortement, ce qui signifie que son espace collecteur-émetteur a une résistance faible.

Or, cet espace collecteur-émetteur shunte B_1, et prend ainsi la relève de ce bouton-poussoir qui peut être maintenant relâché. Le transistor T_1 reste indéfiniment dans l'état qui lui a été imposé. Il y a donc bien une fonction mémoire.

La remise à zéro

Il ne suffit pas de mettre en mémoire un signal binaire, mais il est également impératif de pouvoir vider la mémoire de son contenu lorsque cela est nécessaire. Cette remise à zéro peut être effectuée à l'aide d'un autre bouton-poussoir (B_2). En l'actionnant, T_2 se bloque et T_1 devient passant. Le montage retrouve son état initial, comme l'indique le voltmètre branché en S.

Le bouton B_1 pourrait être appelé : « commande » et B_2 « remise à zéro ».

Ce circuit est le plus souvent représenté d'une autre façon (fig. 4). Cette bascule à transistors est également appelée « bistable ».

Technologie digitale

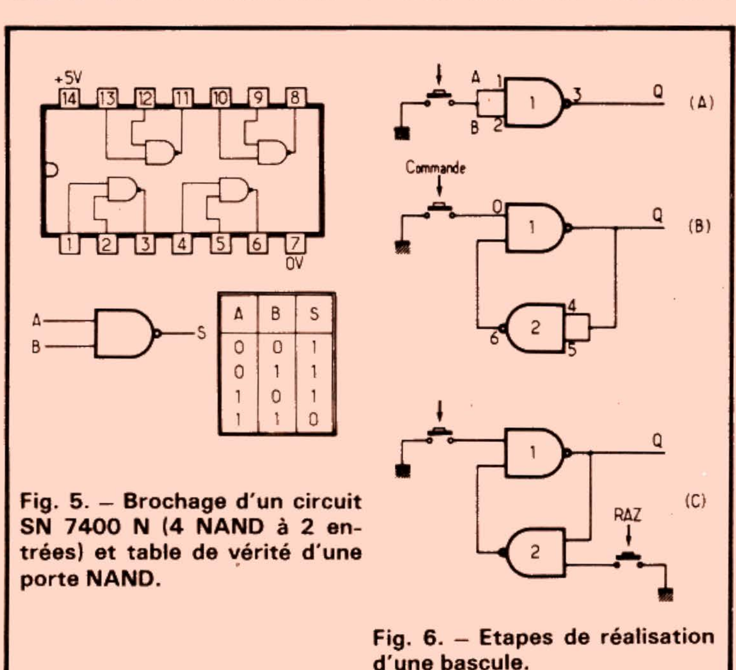
Cette bascule élémentaire peut être constituée par des portes logiques. Il est seulement nécessaire d'utiliser deux éléments inverseurs comme des portes NAND ou NOR. Pour les manipulations vous utiliserez un circuit intégré TTL SN7400N comportant 4 portes NAND à 2 entrées. Le schéma de branchement vu de dessus, ainsi que la table de vérité est donné figure 5.

En utilisant une seule porte NAND (fig. 6A), on est ramené au même problème qu'avec un seul transistor. L'état binaire haut ne peut être conservé qu'à la condition d'utiliser un circuit supplémentaire inverseur, comme en (B). En appuyant sur « commande », la sortie du premier NAND est égale à 1 (Q = 1), et la sortie du deuxième NAND (broche n° 6) est à l'état zéro. De ce fait, le premier NAND reste à l'état haut, même si le bouton-poussoir est relâché.

Maintenant, pour la remise à zéro de la bascule, nous employons la deuxième entrée (broche n° 5) de la porte 2, comme indiqué en (C). Un « un » et un « zéro » à l'entrée de la porte NAND n° 2 donne un niveau haut en sortie (voir table de vérité). L'inversion due à la NAND 1, fait que Q = 0.

Cette bascule utilisant deux portes NAND est représentée sur les schémas d'une façon plus courante comme sur la figure 7.

La bascule peut être encore plus simplifiée, quand on la désigne par un rectangle avec deux entrées et deux sorties. Les deux entrées sont appelées R et S, d'où le nom de cette bascule, dite



A	B	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 5. – Brochage d'un circuit SN 7400 N (4 NAND à 2 entrées) et table de vérité d'une porte NAND.

Fig. 6. – Etapes de réalisation d'une bascule.

bascule RS. Ce sont les initiales des expressions anglo-saxonnes SET et RESET. « Set » étant la mise en position de la bascule, c'est la commande de la bascule pour qu'elle soit à l'état travail, c'est-à-dire au niveau logique « 1 ». « Reset » est la remise à zéro de la bascule. La sortie est toujours désignée par la lettre majuscule Q. Il est aussi possible d'utiliser le complément de celle-ci, soit $\overline{Q}$. Si la bascule est à l'état 1, Q = 1 et $\overline{Q}$ = 0.

Remarquons que sur la figure représentant la bascule RS réalisée avec des NAND, nous avons inscrit $\overline{S}$ et $\overline{R}$ pour les entrées. La raison est que, pour avoir une bascule à l'état 1 (Q = 1), il est nécessaire que la commande se fasse par un zéro logique (niveau masse), d'où la barre sur le S. Il en est de même pour la remise à zéro.

Table de vérité de la bascule RS

Tout comme pour une simple porte logique, il est intéressant et utile de dresser la table de vérité d'une bascule, pour toutes les possibilités des états aux entrées $\overline{S}$ et $\overline{R}$.

Le montage étant branché, et la tension d'alimentation appliquée au circuit intégré (+ 5 V et 0 V appliqués respectivement sur les broches 14 et 7), la sortie sera au hasard à l'état 0 ou à l'état 1. Tout dépend en fait de la rapidité d'établissement du courant dans les deux portes. Malgré leur caractère identique, une porte se « ferme » plus rapidement que l'autre. Mais supposons que la sortie soit à l'état zéro à la mise sous tension (fig. 9A), la bascule est à l'état repos (Q = 0). En (B), l'entrée $\overline{S}$ passe de l'état 1 à l'état 0, le niveau de la sortie change, Q = 1. Ce niveau logique est appliqué à l'une des entrées de la porte 2. Il y a équilibre, et la bascule reste dans cet état, même si à nouveau, $\overline{S}$ = 1, comme en (C). Par contre, en changeant l'état de $\overline{R}$, qui passe de 1 à 0, la bascule est ramenée au repos (D). L'entrée $\overline{R}$ peut revenir à l'état logique 1, la bascule reste dans ce même état de repos, comme en (E). Notons que si à nouveau nous faisons $\overline{R}$ = 0, le montage ne rebascule pas, et Q garde sa valeur logique 0.

Remarquons aussi qu'un cas n'a pas été expérimenté. C'est celui de porter les deux entrées $\overline{S}$ et $\overline{R}$ en même temps au zéro logique. Cette manipulation est interdite avec la bascule RS. On dit qu'il y a indétermination. Les deux sorties Q et $\overline{Q}$ sont au même niveau logique 1 et le montage a perdu son sens car il n'y a plus de basculement.

Nous pouvons porter nos remarques sur une table de vérité (fig. 10). Mais celle-ci manque de précision. Il serait quand même plus utile de savoir, étant donné l'état logique 0 ou 1 de la sortie Q, ce que devient celle-ci pour les quatre possibilités d'attaque de $\overline{R}$ et $\overline{S}$. On considère alors l'état présent de Q, soit Qn, puis son état Qn + 1, après application des niveaux logiques sur $\overline{R}$ et $\overline{S}$. Il y a six possibilités, car on ne considère pas le cas $\overline{R}$ = $\overline{S}$ = 0 d'indétermination : lignes 1 et 5 de la figure 11. On retrouve sur cette table les différentes étapes des manipulations de tout à l'heure (fig. 9). La deuxième ligne par exemple concerne l'état logique de (B), la dernière ligne l'état de (C), etc.

Cette table de vérité peut encore être simplifiée. Dans le cas ou Qn = 0, nous voyons que Qn + 1 = 1 seulement pour $\overline{S}$ = 0 et $\overline{R}$ = 1 (ligne 2) ; et que Qn + 1 = 0 si $\overline{S}$ = 1 ; tandis que $\overline{R}$ peut être indifféremment à l'état 0 ou à l'état 1 (lignes 3 et 4). Ceci s'écrit $\overline{R}$ = X.

De même lorsque Qn = 1, la bascule passera à l'état 1 (Qn + 1 = 1) pour $\overline{S}$ = X (lignes 6 et 7) et $\overline{R}$ = 1. Quant à l'état Qn + 1 = 0, il faut impérativement $\overline{S}$ = 1 et $\overline{R}$ = 0 (ligne 7).

Cette simplification permet d'établir une nouvelle table de vérité (fig. 12) qui simplifie énormément le travail pour l'étude de circuits logiques comportant des bascules RS.

Bascule RS avec portes NOR

Nous avons dit qu'il fallait deux portes avec négation pour obtenir une bascule. Deux inverseurs logiques se mordant la queue constituent une bascule, mais l'inconvénient est qu'il est impossible de changer l'état de cette bascule. Si on s'aventurait à relier à la masse la sortie de l'inverseur qui est en position

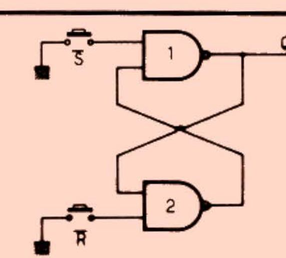


Fig. 7. – Représentation usuelle d'une bascule RS à portes NAND.

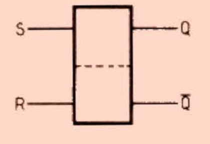
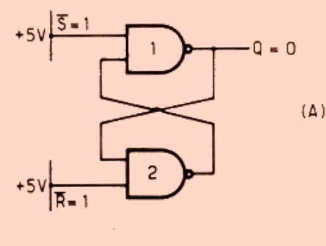
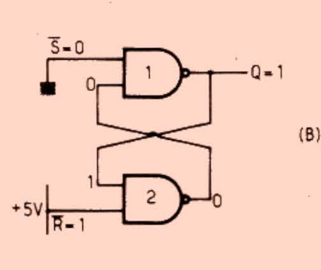


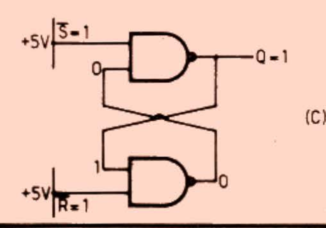
Fig. 8. – Représentation schématique d'une bascule RS.

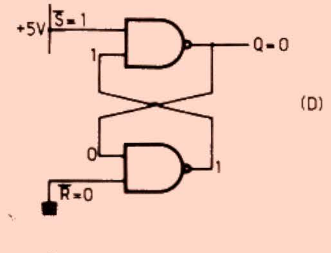
$\overline{S}$	$\overline{R}$	Q
0	0	Indetermination
0	1	1 (état travail)
1	0	0 (état repos)
1	1	Pas de changement

Fig. 10. – Table de vérité d'une bascule RS réalisée avec des NAND.









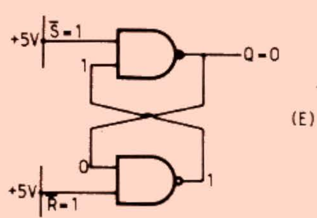


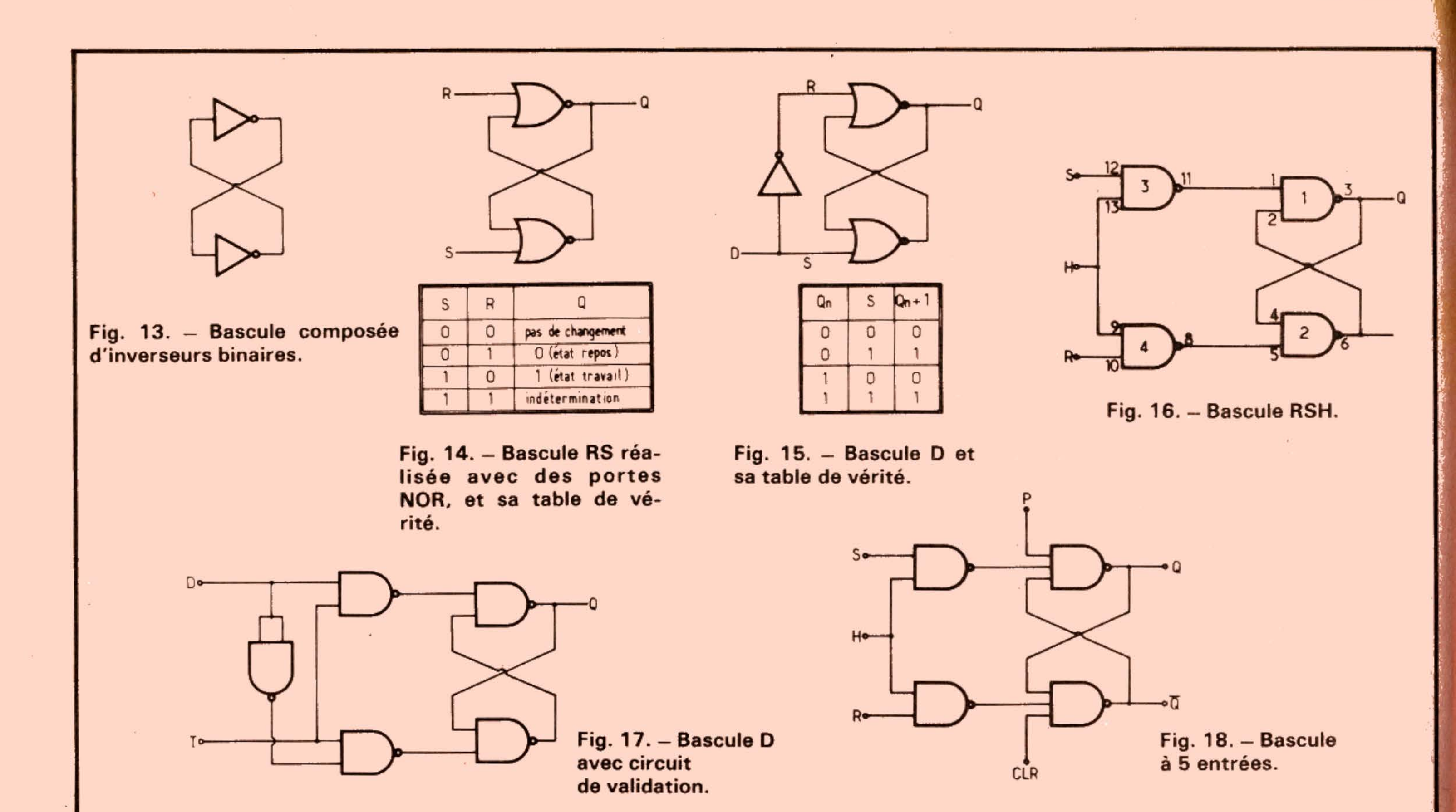
Fig. 9. – Lorsque les entrées sont à l'état 1, l'information binaire est gardée en mémoire dans la bascule. Pour changer l'état de la bascule, il est nécessaire d'appliquer un zéro logique.

	Q_n	$\overline{S}$	$\overline{R}$	$Q_n + 1$
(1)	0	0	0	Indetermination
(2)	0	0	1	1
(3)	0	1	0	0
(4)	0	1	1	0
(5)	1	0	0	indetermination
(6)	1	0	1	1
(7)	1	1	0	0
(8)	1	1	1	1

Fig. 11. – Table de vérité tenant en compte l'information stockée précédemment.

Q_n	$\overline{S}$	$\overline{R}$	Q_n+1
0	0	X	0
0	[illegible]	0	1
1	0	1	0
1	X	0	1

Fig. 12. – Table de vérité fonctionnelle d'une bascule RS (X signifie que 1 ou 0 peut être appliqué indifféremment).



S	R	Q
0	0	pas de changement
0	1	0 (état repos)
1	0	1 (état travail)
1	1	indétermination

Qn	S	Qn + 1
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

Fig. 13. – Bascule composée d'inverseurs binaires.

Fig. 14. – Bascule RS réalisée avec des portes NOR, et sa table de vérité.

Fig. 15. – Bascule D et sa table de vérité.

Fig. 16. – Bascule RSH.

Fig. 17. – Bascule D avec circuit de validation.

Fig. 18. – Bascule à 5 entrées.

travail pour faire basculer le montage, on prendrait le gros risque d'endommager le circuit (fig. 13).

Deux portes NOR peuvent être utilisées à la place des NAND. Le schéma est donné figure 14. Vous réussirez à faire basculer sans peine ce montage en utilisant un circuit intégré TTL du type SN7402N comportant 4 NOR à deux entrées. Certaines remarques doivent être faites au sujet de cette bascule.

D'abord la configuration n'est pas tout à fait la même que celle de la bascule utilisant deux portes NAND (Disposition de R et S par rapport à la sortie Q).

D'autre part, l'indétermination apparaît lorsque R = S = 1. Si vous refaites les manipulations de la figure 9 en utilisant des NOR au lieu de NAND vous remarquerez que le changement d'état se fait quand on porte à l'état haut l'entrée considérée.

Soit Q = 1 pour S = 1, et Q = 0 pour R = 1. Il n'y a aucun changement si R = S = 0. Vous pouvez également dresser une table de vérité analogue à celle de la figure 11.

Allons plus loin dans le domaine des bascules, et voyons comment on peut se débarrasser du cas fâcheux de l'indétermination.

Bascule D

Le procédé le plus simple est de placer un inverseur entre les entrées S et R. C'est le principe de base de la bascule D (fig. 15). Ainsi les deux entrées ne peuvent pas recevoir en même temps le même niveau logique. Si S = 1, R sera forcément 0.

L'entrée D de la bascule correspond à l'entrée S de la bascule RS, on peut de ce fait partir de la table de vérité de la bascule RS pour établir celle de la bascule D.

Le même résultat pourrait être obtenu avec une bascule utilisant des NAND.

Bascule RSH

Cette troisième bascule est composée d'une bascule RS avec, en plus, un circuit de déclenchement commandé par l'entrée H (fig. 16). Lorsque cette entrée est à l'état logique zéro, les deux entrées (broches 1 et 5) de la bascule RS (Nand 1 et 2) se trouvent donc isolées du circuit extérieur. L'information logique, reçue précédemment, se trouve ainsi protégée.

Pour pouvoir changer l'état de cette bascule RSH, il est nécessaire d'effectuer deux opérations simultanément : Premièrement faire passer l'entrée H à l'état haut, et, en même temps, agir sur S (pour mettre la bascule à l'état travail) ou bien sur R (pour la remise à zéro), dans le but d'obtenir, à la sortie d'un des NAND de validation (NAND 3 ou 4), un zéro logique faisant basculer ou rebasculer le circuit. Remarquons qu'avec cette bascule composée de quatre NAND, l'excitation se fait par un niveau 1 et non par un 0 logique comme c'est le cas pour les bascules RS à deux NAND.

Cette bascule RSH s'appelle aussi « circuit esclave » puisque le montage est soumis au niveau logique de l'entrée H. Le problème d'indétermination n'est pas résolu avec cette bascule, mais par l'adjonction d'un inverseur, on peut en faire une bascule D avec entrée de validation (fig. 17).

Enfin, un autre perfectionnement peut être apporté (fig. 18), si on équipe la bascule proprement dite avec deux NAND à trois entrées, ce qui oblige à choisir un circuit intégré TTL du type SN7410.

L'entrée P, initiale du mot anglais PRESET, met la bascule en position travail (Q = 1), si on lui applique le niveau logique zéro. L'autre entrée CLR, abréviation du mot anglais CLEAR remet la bascule à zéro (Q = 0), si on lui applique le niveau logique zéro. En fonctionnement normal P et CLR sont au niveau 1.

J.-B. P.

LE RETOUR DES TWEETERS A RUBAN

Si le brevet du haut-parleur à ruban date de 1923 (Schottky et Gerlach qui avaient travaillé le problème pour Siemens et Habske), on peut dire que durant des décennies, le modèle de départ n'a pratiquement pas évolué et que, même si le tweeter réalisé il y a de cela une vingtaine d'années par Kelly a connu une certaine vogue, la consécration que représente une utilisation massive lui a été refusée compte tenu des défauts propres à ce type de transducteurs. Pourtant, et depuis peu, on reparle du tweeter à ruban et les réalisations actuelles – qui nous viennent du Japon – montrent qu'elles sont viables à condition d'être repensées sur le plan technologique : c'est ce qu'ont fait JVC d'une part avec le « Dynaflat » et « Technics-Panasonic » avec le « Leaf Tweeter », transducteurs d'aigus qui ne sont pas sans présenter quelques points communs ce qui peut s'expliquer par le fait que ces deux firmes font partie d'un même groupe : la « Matsushita Electric Industrial Corporation », un des géants de l'électronique à l'échelle mondiale. Mais avant d'aller plus loin dans la découverte de ces nouveaux produits, rappelons le principe du tweeter à ruban.

Le tweeter à ruban

Il consiste en un ruban conducteur placé dans un champ magnétique B, le ruban étant parcouru par le courant i, à fréquence audio, délivré par l'ampli (fig. 1). La force de Laplace F = Bli, l étant la longueur du ruban soumise au champ, est limitée à la fois par la faible longueur du ruban – même si on donne à celui-ci une forme « en accordéon » pour en augmenter la longueur – et également par la valeur importante de l'entrefer qui diminue la valeur de B. Ce qui se traduit pratiquement par :

- Un manque de sensibilité, même avec des aimants de forte valeur, et la nécessité d'une charge acoustique (pavillon) pour une meilleure adaptation à l'air ambiant.
- Une faible impédance, à cause de la faible longueur du ruban, ce qui oblige l'emploi d'un transformateur d'adaptation. Il ne va pas sans dire que ce transformateur doit être de qualité et donc coûteux.

Par ailleurs, le tweeter à ruban, de par le principe de sa réalisation, s'avère fragile tant aux chocs mécaniques qu'aux chocs électriques (transitoires).

Les nouveaux tweeters à ruban

La faible masse de la partie mobile d'un tweeter à ruban lui confère une excellente aptitude à reproduire l'aigu et

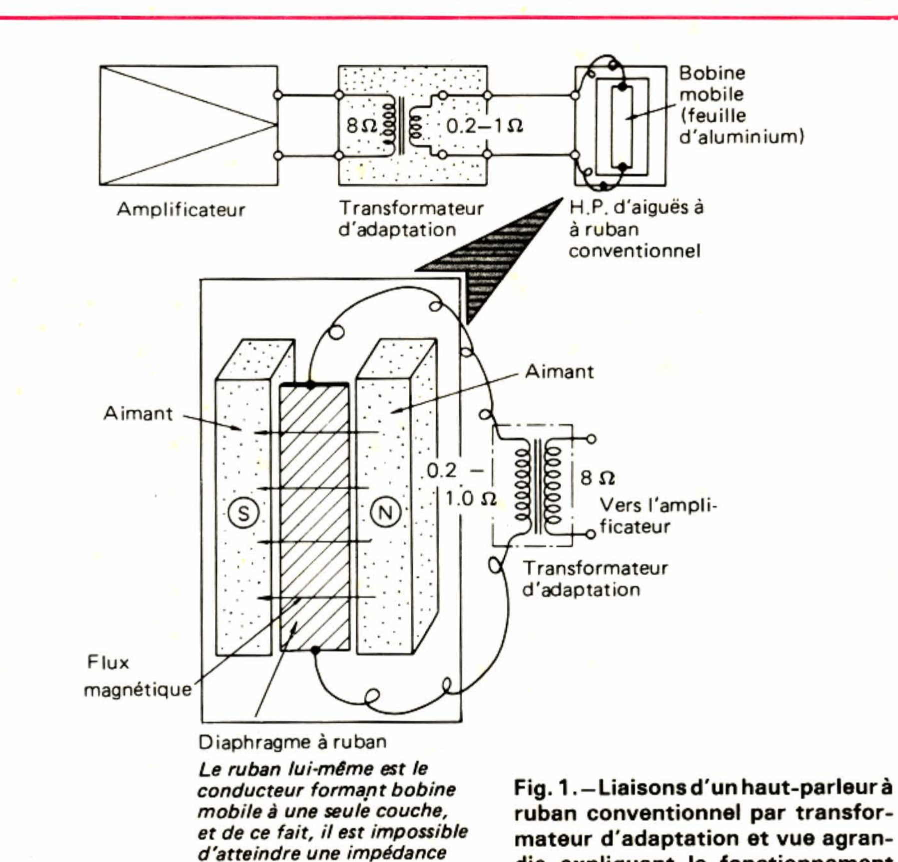


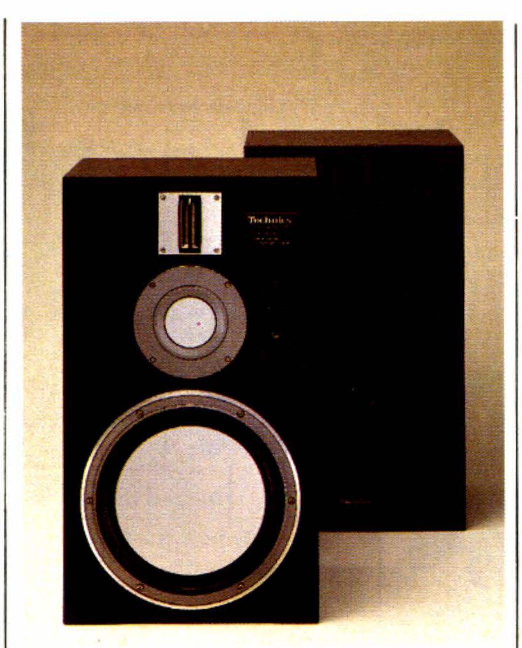
Fig. 1. – Liaisons d'un haut-parleur à ruban conventionnel par transformateur d'adaptation et vue agrandie expliquant le fonctionnement d'un tel tweeter (JVC).

l'extrême aigu. Les aménagements ont donc porté sur la robustesse et le rendement.

Tant JVC que Technics-Panasonic se sont orientés vers un ruban plus long et pour ce faire, retenu la solution de la bobine mobile d'une dizaine de tours, bobine formée par photogravure sur un diaphragme à faible masse. Ce procédé conduit à l'obtention d'une impédance de 6 à 8 Ω et donc à la suppression du transformateur d'adaptation (fig. 2). Un circuit magnétique à configuration symétrique a été retenu par les deux constructeurs afin d'obtenir un rendement plus élevé, les réalisations différant au niveau des aimants et de leur configuration.

- JVC utilise des aimants en cobalt-samarium à grande cœrcivité ce qui lui permet d'avoir un faible encombrement en épaisseur (fig. 3 et 3 bis).
- Technics-Panasonic fait appel à des ferrites (pour le modèle 10 TH800) ou à l'Alnico (pour le modèle 10 TH1000) avec un encombrement plus important en profondeur (fig. 4 et 5).

A titre d'exemple, nous donnons les caractéristiques détaillées du diaphragme du Dynaflat (tableau 1) de JVC qui ne dépasse pas 48 mg soit une masse de 4 à 20 fois plus faible que celle de l'équipage mobile d'un tweeter conventionnel. Cette faible masse alliée a un module de rigidité élevé lui confère une réponse en fréquence allant jusqu'à 50 kHz. Par ailleurs, JVC met l'accent sur le fait que le



Enceinte Technics Panasonic SB 10.

Dynaflat adoptant un arrangement simple et direct des aimants (sans culasse ni autres composants en fer) est exempt de distorsion magnétique non linéaire due à l'hystérésis du fer.

Quant à Technics-Panasonic, ses ingénieurs ont réussi à réduire la masse du diaphragme à 17 mg (pour le 10 TH800 d'impédance 6 Ω) et à 8 mg (pour le 10TH1000 d'impédance 8 Ω). La documentation que nous avons entre les mains ne précise pas toutefois si ces chiffres concernent le diaphragme radiant seul ou si ces masses comprennent également l'apport que représente les enroulements.

Les caractéristiques et autres performances

Le Dynaflat est annoncé pour un rendement de 93 dB/1 W/1 m avec possibilité de supporter 200 W en crête ce qui lui confère une dynamique élevée. Afin d'améliorer la directivité, un égaliseur de phase a été placé au centre, derrière le couvercle protecteur, afin que les phases des ondes sonores, générées par les deux fenêtres où apparaît le diaphragme, soient égalisées. Les résultats obtenus sont concrétisés par la courbe de réponse (fig. 6) qui fait état de la distorsion par harmoniques 2 et 3 et par la figure 7 qui traduit la réponse à 20 kHz du Dynaflat obtenue par le procédé dit « du moirage de phase » comparée à celles d'un haut-parleur à cône et d'un haut-parleur à pavillon.

En ce qui concerne Technics-Panasonic, les « Leaf tweeters » présentent les caractéristiques suivantes :

– 10TH800 :
- Puissance d'entrée : 20 W RMS/100 W musique.
- Impédance : 6 Ω.

Bobine mobile (10 tours)
Amplificateur
H.P. d'aiguës à ruban Dyna-Flat
Aimants
N
S
N
Diaphragme à ruban (Diaphragme + bobine mobile)
Vers l'amplificateur

Fig. 2. – Liaisons d'un haut-parleur à ruban JVC du type Dyna-flat et principe de réalisation d'une telle structure.

L'impédance de la bobine mobile est proportionnelle à son nombre de tours. Ce diaphragme possède une bobine mobile à 10 tours et une impédance de 8 ohms.

Pavillon moulé
Correcteur
Aimant au cobalt samarium
Plaque supérieure
Plaque inférieure
Diaphragme
Laine de verre micron
Bobine mobile

Fig. 3. – Vue en coupe d'un tweeter à ruban Dyna-flat JVC.

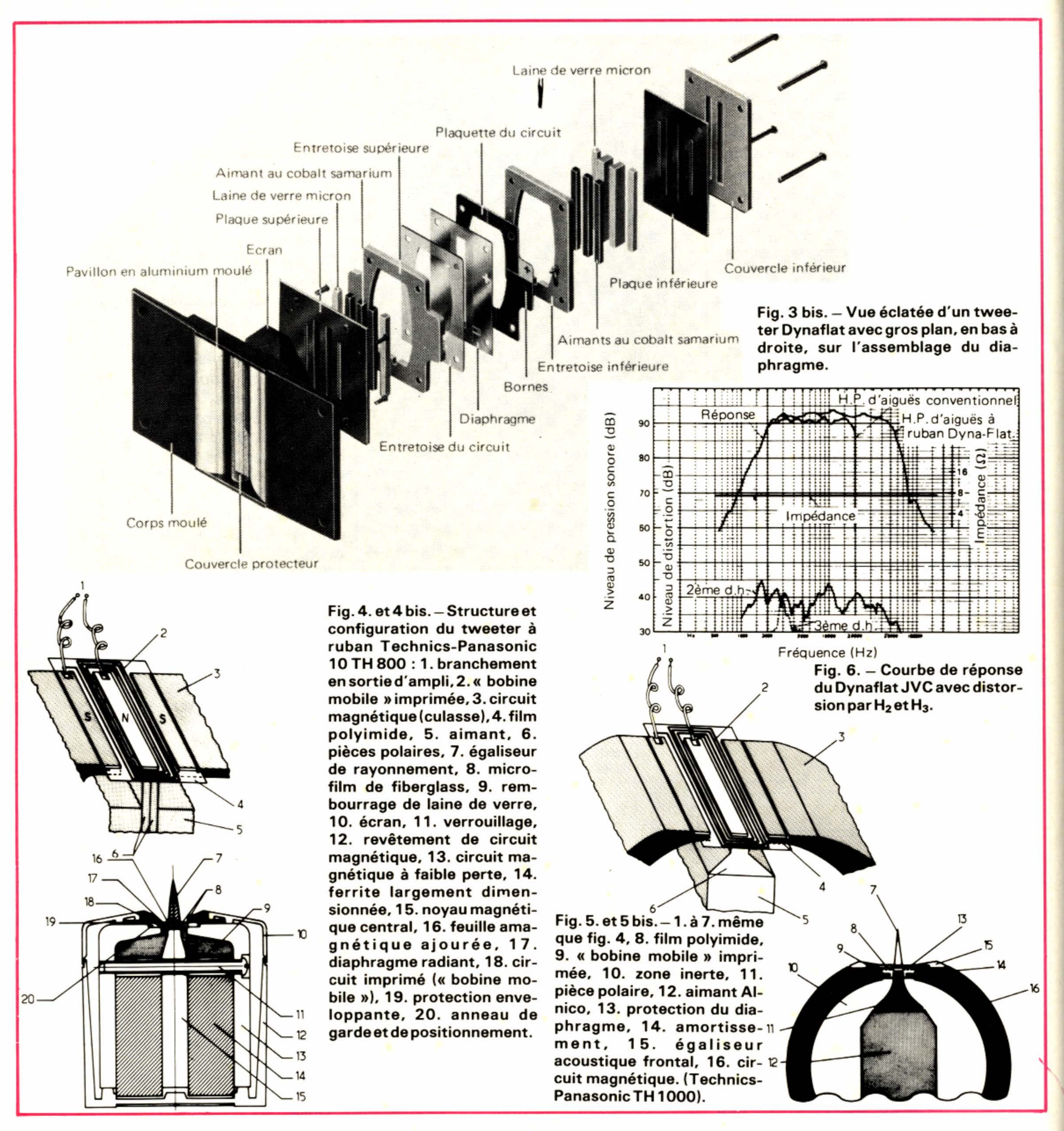


Fig. 3 bis. – Vue éclatée d'un tweeter Dynaflat avec gros plan, en bas à droite, sur l'assemblage du diaphragme.

Fig. 4. et 4 bis. – Structure et configuration du tweeter à ruban Technics-Panasonic 10 TH 800 : 1. branchement en sortie d'ampli, 2. « bobine mobile » imprimée, 3. circuit magnétique (culasse), 4. film polyimide, 5. aimant, 6. pièces polaires, 7. égaliseur de rayonnement, 8. microfilm de fiberglass, 9. rembourrage de laine de verre, 10. écran, 11. verrouillage, 12. revêtement de circuit magnétique, 13. circuit magnétique à faible perte, 14. ferrite largement dimensionnée, 15. noyau magnétique central, 16. feuille amagnétique ajourée, 17. diaphragme radiant, 18. circuit imprimé (« bobine mobile »), 19. protection enveloppante, 20. anneau de garde et de positionnement.

Fig. 6. – Courbe de réponse du Dynaflat JVC avec distorsion par H_2 et H_3.

Fig. 5. et 5 bis. – 1. à 7. même que fig. 4, 8. film polyimide, 9. « bobine mobile » imprimée, 10. zone inerte, 11. pièce polaire, 12. aimant Alnico, 13. protection du diaphragme, 14. amortissement, 15. égaliseur acoustique frontal, 16. circuit magnétique. (Technics-Panasonic TH 1000).

- Gamme de fréquences reproduites : 3 kHz/125 kHz.
- Niveau de sortie (sensibilité : 95 dB/1 W/1 m.
- Poids de l'aimant : 1,2 kg (Ferrite).
- Flux magnétique total : 176 000 maxwells.
- Poids total : 3,4 kg.

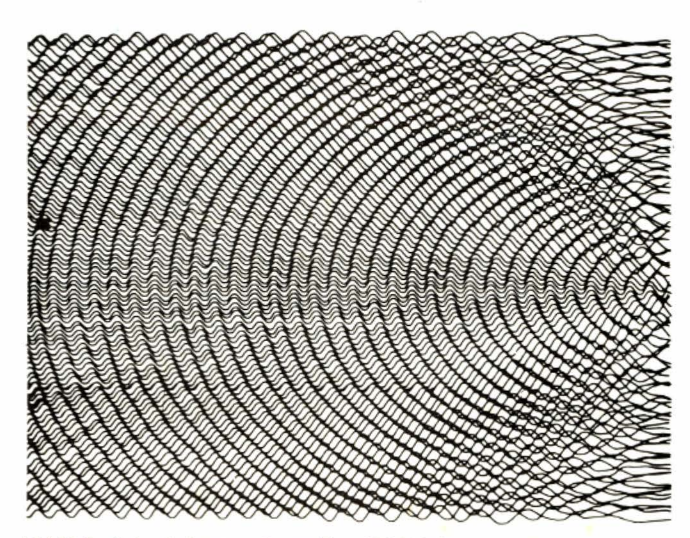
La réponse en fréquence et la directivité pour trois fréquences (5, 10 et 20 kHz) font l'objet de la figure 8.

– 10TH1000 :

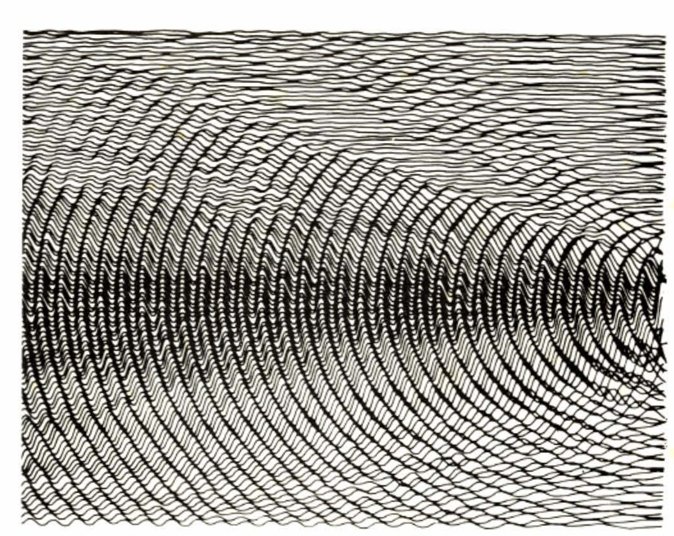
- Puissance d'entrée : 20 W RMS/100 W musique.
- Impédance : 8 Ω.
- Gamme de fréquences reproduites : 4 kHz/150 kHz.
- Niveau de sortie (sensibilité) : 95 dB/1 W/1 m.
- Poids de l'aimant : 1,3 kg (Alnico).
- Flux magnétique total : 260 000 maxwells.
- Poids total : 3,6 kg.

Nous donnons de même, réponse en fréquence et directivité (fig. 9).

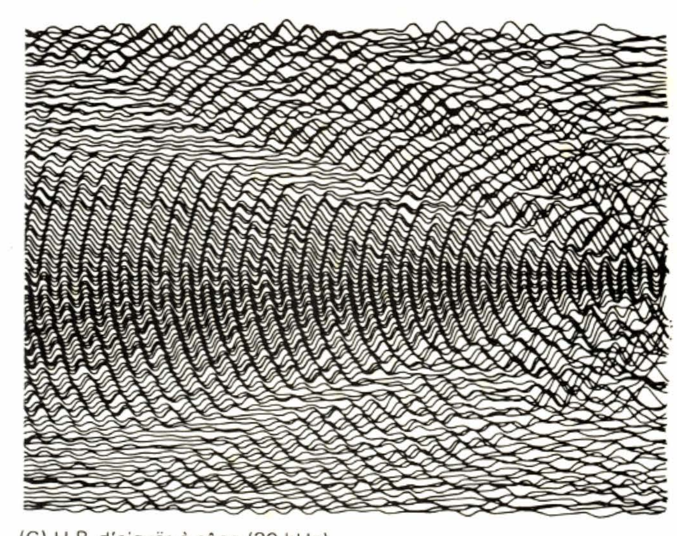
Ajoutons que si la Dynaflat équipe les enceintes « Zero5 » « Zero7 » et « Zero9 » de JVC, le 10TH800 est chargé du haut du spectre dans les enceintes SB10 et SB7 Technics-Panasonic qui utilisent, pour le grave et le médium, des transducteurs plans à structure « nid



(A) H.P. d'aiguës à ruban Dyna-Flat (20 kHz)

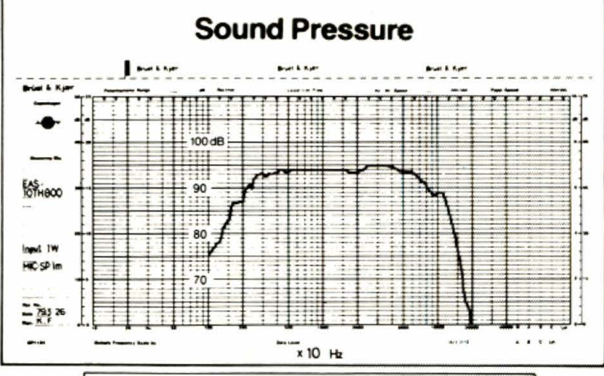


(B) H.P. d'aiguës à pavillon (20 kHz)



(C) H.P. d'aiguës à cône (20 kHz)

Fig. 7. – Comparaison du rayonnement d'un tweeter Dynaflat (A) avec celui d'un tweeter à pavillon (B) et d'un tweeter à cône (C), à 20 kHz par la méthode de visualisation dite du moirage de phase.



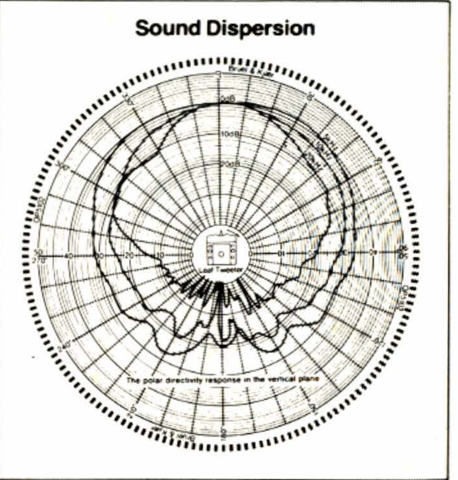
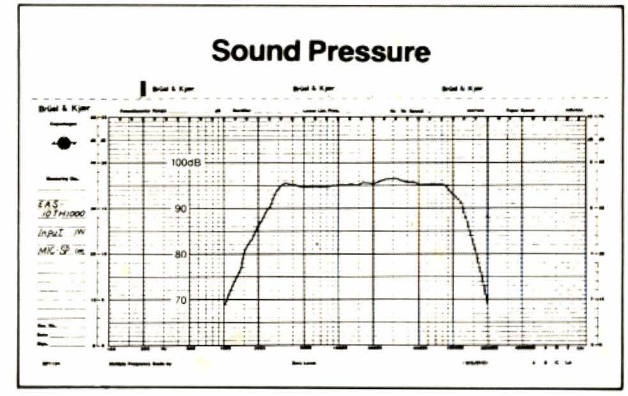


Fig. 8 a. et 8 b. – Coubes de réponse et de directivité (5, 10 et 20 kHz) du 10 TH 800 Technics-Panasonic.



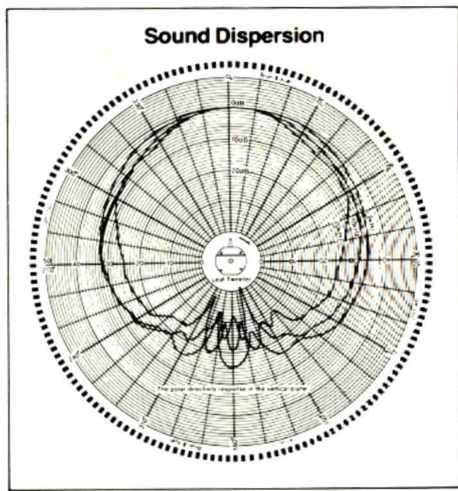
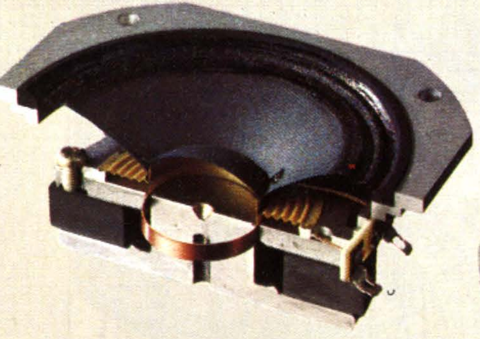


Fig. 9 a. et 9 b. – Idem que fig. 8 pour le 10 TH 1000 Technics-Panasonic.

(voir suite p. 147)

HPM DE PIONEER: DES M
POUR FRANCHIR LE MUR



Médium et tweeter, côté "cour", de la série HPM. Des moteurs "gros comme ça", pour enchaîner distinctement les attaques.



Aujourd'hui c'est bien clair: la polémique sur les pseudo-sons japonais, anglais, etc., sent la poussière. Ce qui importe c'est la musique vivante. Quand Don Cherry fait parler des percussions qui sortent tout droit de la brousse, tout doit passer: le son transitoire de l'attaque instrumentale, le son musclé, comme la couleur de son développement. Or ce son transitoire pose un vrai problème acoustique au niveau des enceintes. Pour le résoudre, pas de tricherie possible: il faut des muscles et des réflexes.

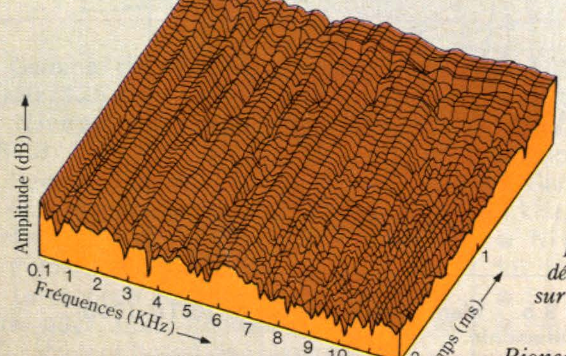
Les muscles, c'est le moteur.

Les aimants, ce sont eux les muscles! Dans les HPM, ils sont très grands, très puissants. Jugez plutôt: woofer: diamètre 120mm, poids 350g; médium: diamètre 85mm, poids 210 g; tweeter: diamètre 75mm, poids 170g.

Sans réflexes rapides, pas de précision.

Pour avoir des réflexes, une membrane doit être à la fois rigide et légère. Antinomie? Peut-être, mais nécessité absolue pour résister à ces véritables ondes de choc que sont les graves, ou à ces éclairs foudroyants que sont les aigus.

Rigides, légères, les membranes des HPM sont très proches de la perfection. En effet, pour le boomer, un mélange de fibres de carbone. Résultat: légèreté et équilibre parfait en inertie malgré sa grande taille (25cm). Boomer qui est en plus un "grave-médium" (jusqu'à 1900 Hz), comme ceux des studios où enregistre Marley. Pour les médiums, plage d'élection des attaques instrumentales, les membranes sont pressées humides, et la bande-son est étroite (1900 à 3000 Hz): maximum de précision et pas d'intermodulation. Autre point critique: la plage des super aigus. Pour résoudre



La réponse en impulsion (amplitude, durée) à toutes les fréquences d'une enceinte doit produire un paysage "plat". Pendant, mais aussi avant et après l'impulsion. L'informatique Pioneer vous le fait découvrir ici avec un test sur HPM110.



La "famille" HPM, de gauche à droite: HPM 150, 4 voies avec son super tweeter omnidirectionnel, 125 W, maxi 250 W; HPM 70, 4 voies, 60 W, maxi 120 W; HPM30, 3 voies, 30 W, maxi 60 W; HPM 110, 4 voies, 100 W, maxi 200 W; HPM 50, 3 voies, 40 W, maxi 80 W.

Pioneer distribué par MUSIQUE DIFFUSION FRANÇAISE



Muscle, nerf musclé. Sur une HPM110, la structure magnétique du boomer (30 cm de ∅) s'affiche avec l'aimant le plus grand et le plus puissant qu'on puisse trouver dans cette taille : 156 mm de ∅.

cette difficulté, l'idée Pioneer : la membrane autoénergisée. Pour la réaliser, une invention : associer des composants polymères exclusifs aux membranes piezo. Donc, plus de perte d'énergie, plus de distorsion.

Au contrôle, les épreuves sans tricheries.

Pour les contrôles, Pioneer a mis son informatique au travail : les réponses aux transitoires sont analysées à toutes les fréquences. Mieux : leur évolution peut être suivie dans le temps, à la milliseconde près, et restituée graphiquement en trois dimensions. Ultime épreuve, le studio : écoutez une enceinte moniteur de studio ; écoutez une HPM. Comparez leurs réponses aux transitoires. Ne vous étonnez plus : la conception est la même.

Que dire de plus ?

PIONEER

La vraie réponse aux vrais problèmes.

LES HPM QUI ONT DES MUSCLES ET DES REFLEXES, SONT ICI.

HI-FI 2000, Centre commercial Les Vertes Campagnes - 01170 Gex

VECCHIALI, Centre commercial du Bugey - 01500 Ambérieu

NAGAL, Zone industrielle, Route de Reims - 02200 Soissons

FIDELSON, M. Bertevas, 11, avenue Jean-Moulin - 02700 Tergnier

MOULINS ÉLECTRONIQUE, 19, rue Gambetta - 03000 Moulins

STEREOVOICE ELECTRONIC, 4, rue Alberty - 06000 Nice

RADIO CLINIQUE, 2, boulevard Jeu de Ballon - 06130 Grasse

TELERADIO LITTORAL, 34, rue Hoche - 06400 Cannes

STÉRÉOVISION, 65, rue d'Antibes - 06400 Cannes

CHARBONNEL MATHIEU, 12, rue Pasqualini - 06800 Cagnes-sur-Mer

RADIO PALACE, 11, cours Aristide-Briand - 08000 Charleville

Éts BOYE PHOTO CINÉ SON, 30, rue Courtejaire - 11000 Carcassonne

BERNE HIFI, 34, rue Bedarride - 13000 Aix-en-Provence

GÉNÉRAL VIDÉO PIONEER, 96, cours Lieutaud - 13006 Marseille

LOBELSON HIFI, 26, cours Lieutaud - 13006 Marseille

CENTRE COMMERCIAL DE LA HIFI, 21, rue du Docteur-Schweitzer - 13006 Marseille

CENTRE PIONEER, 10, rue Lafon - 13005 Marseille

S.A.R.L. PORTATEL, Bât. A, Centre commercial Barneoud - Plan de Campagne - 13480 Cabries

HELLEU - CONNEXION, 85, rue de Bernières - 14000 Caen

TÉLÉ ET SON, 22 bis, rue de Périgueux - 16000 Angoulême

B. CHAUVEAU, 35, rue Gambetta - 17000 La Rochelle

CENTRE PIONEER (Radio hifi service), 55, rue Jean-Baffier - 18000 Bourges

PUNCH, avenue de Bourgogne - 21800 Quétigny

DISTRIBUTION SERVICE, Galerie Marchande Squale - 24000 Trélissac

HIFI LOISIRS, 24, rue du Floirail - 24000 Bergerac

SUPER RAVI, rue de Crépon - 25600 Vaux-en-Charmont

CENTRE PIONEER, rue Roger-Poyol - 26200 Montélimar

SEE, 64, rue du Docteur-Oursel - 27000 Évreux

MOLINIER, 9/11, rue du Docteur-Serres - 30101 Alès

HIFICENTER 3000, Centre Horizon 2000 - 31120 Rocques/Garonne

BIBA'S, 65, rue Georges-Bonnac - 33000 Bordeaux

LACARIN, 8-10, rue Judaïque - 33000 Bordeaux

REMOND, 39, rue Gambetta - 33500 Libourne

SUPERSON, Centre commercial Le Polygone, Niveau 1 - 34000 Montpellier

SPÉCIAL HIFI, 2, rue Leperdit - 35000 Rennes

SOCOLEC, 3, rue Léon-Berthaut - 35009 Rennes

EURO CONFORT, Centre commercial Petite Arche - 37000 Tours

LE FROID, 19, boulevard Heurteloup - 37008 Tours

Éts GIRARD, 12, rue Robert-Belmont - 38300 Bourgoin-Jallieu

CENTRE PIONEER S.A.R.L., 17, place Chavanelle - 42000 Saint-Étienne

ÉTS ROBIN, 60, rue Jean-Jaurès - 42300 Roanne

HI-FI FLASH, 10, avenue de la Gare - 42700 Firminy

DUIGOU, 22, rue des Halles - 44000 Nantes

J. FROUTE S.A., 45, rue Dorée - 45200 Montargis

DISTRIBUTION SERVICE, Galerie Marchande Squale - 46000 Cahors

DISTRIBUTION SERVICE, 24, av. de-Lattre-de-Tassigny - 47300 Villeneuve-sur-Lot

DISTRIBUTION SERVICE, Galerie Marchande Champion - 47500 Fumel

ART PHONIE, 57, rue du Mail - 49000 Angers

SAINT-LÔ MÉNAGER, boulevard de la Bollée - 50000 Saint-Lô.

Éts DOBBELAERE, 5, rue de la Paix - 50100 Cherbourg

HERVIEU, 9, rue de la Poterie - 50700 Valognes

MINOR, 37, rue Buirette - 51100 Reims

HUSSON, 20, rue Laloy - 52000 Chaumont

LE PLOMB, 13-15, rue E.-Giron - 52100 Saint-Dizier

CENTRE PIONEER STANISLAS LASCH, 6, rue Saint-Dizier - 54000 Nancy

MUSIC HOME, 17-19, rue André-Maginot - 55000 Bar-le-Duc

GRYCHTA HIFI, 1, rue de la Fontaine - 57000 Metz

GLOBAL - PUNCH, route de Forbach - 57200 Sarreguemines

BOITE A MUSIQUE, 6, rue Pasteur - 57200 Sarreguemines

GLOBAL, route de Lunéville - 57400 Sartrouville

RADIO SEEL, 14, place de la Gare - 57400 Sarrebourg

Éts RAYMOND, 57, av. Saint-Martin - 58000 Nevers

M. HUMBERT, 21, rue Saint-Éloi - 58005 Nevers

CARNOT SHOP, 28, rue Carnot - 60000 Beauvais

LELEUP, 19, rue Jules-Juillet - 60104 Creil

TEM, 41, cours Guynemer - 60200 Compiègne

CLUB 2000, 34, rue du Général-de-Gaulle - 60400 Noyon

CENTRE PIONEER NUMÉRO 9, rue Félix-Adam - 62200 Boulogne-sur-Mer

AUDITORIUM B. Thomas, Grand'Place - 62500 Saint-Omer

SOCAP, 48, rue du Clos-Four - 63000 Clermont-Ferrand

MEYZENC, 9, rue F.-Bastia - 64100 Bayonne

TÉLE PRADEAU, Rond-Point Route de Bagnères, 63, rue Carnot - 65000 Tarbes

BUCHERT, Centre Pioneer Gutenberg, 20, rue du Vieux-Marché-aux-Poissons - 67000 Strasbourg

RADIO SORG, 10, rue de l'Épine - 67000 Strasbourg

ALSACE AUDIO-VISUEL, 16, route du Polygone - 67100 Strasbourg-Neudorf

ATAC, Centre commercial - 67200 Strasbourg-Hautepierre

MICHEL SONNE, 81, route de Colmar - 67600 Sélestat

GLOBAL, RN 83 direction Colmar - 67640 Fegersheim

TÉLÉ TECHNIQUE, 4, rue des Bons-Enfants - 68100 Mulhouse

SON ET COMPAGNIE, Centre Pioneer Franklin, 42, rue Franklin - 68200 Mulhouse

CENTRE PIONEER RHÔNE-ALPES, 79, cours La Fayette - 69006 Lyon

SONIMAGE, 29, rue de la République - 69170 Tarare

JACQUEMOND ELECTRONIC, 5, bd Édouard-Herriot - 69800 Saint-Priest

Éts DELTEIL, 17, rue de Boigne - 73000 Chambéry

GALERIE SOMMEILLER, 19, rue Sommeiller - 74800 Annecy

RADIO PYGMALION 19, bd de Sébastopol - 75001 Paris

IFITEM, 82, boulevard de Sébastopol - 75003 Paris

CENTRE PIONEER HAUSSMANN, Magasin du Printemps Haussmann - 75009 Paris

T.M.P., 133, rue du Faubourg-Saint-Denis - 75010 Paris

CENTRE PIONEER, 37, boulevard de Charonne - 75011 Paris

HI-FI DUNOIS, 77, rue Dunois - 75013 Paris

CIBOT RADIO, 136, bd Diderot - 75012 Paris

HI-FI GÉANT, 24, rue Labrouste - 75015 Paris

ILLEL CENTER, 106, avenue Félix-Faure - 75015 Paris

CENTRE PIONEER, 9, avenue de la Grande-Armée - 75016 Paris

MUSIC MEDIA, 82, avenue de Wagram - 75017 Paris

REMACO TÉLÉ BARBÈS, 44, bd Barbès - 75018 Paris

HIFI CENTER, 148, rue du Gros-Horloge - 76000 Rouen

HIFI FRANCE, 28, boulevard des Belges - 76000 Rouen

PHOTOLUX, Galerie du Gros-Horloge - 76000 Rouen

STORM RADIO, 71, rue Jeanne-d'Arc - 76000 Rouen

SDEM, 4, bd du Général-de-Gaulle - 76200 Dieppe

TECHNICA RADIO, 15, place de l'Hôtel-de-Ville - 76600 Le Havre

AUDITORIUM DEBARD, place des Halles - 76600 Le Havre

Éts MONTJOLY, 76, place de l'Hôtel-de-Ville - 76600 Le Havre

ATLAS DODELIN, avenue Maryse-Bastie - 76800 St-Étienne-du-Rouvray

DÉCIBEL, 11, rue Darnétal - 77100 Meaux

LANGUIN GAY - 77100 Meaux

TELEDISC, 14, rue du Chemin-de-Fer - 77400 Lagny

ONDES ET IMAGES FEREY, 32, rue de la Paroisse - 78000 Versailles

S.A.R.L. NIORE, 7, rue des Deux-Portes - 78000 Les Halles de Versailles

LA MAISON DU SON, 5, rue du Vieil-Abreuvoir - 78100 Saint-Germain-en-Laye

MAESTRO, 5-7, place du Maréchal-au-Blé - 78200 Mantes-la-Jolie

SOUCHARD, 9, avenue de Paris - 79000 Niort

HI-FI VISION, place Louis-Dandre - 80300 Péronne

Éts GRAND SIRE, 6/8, place de l'Hôtel-de-Ville - 80500 Montdidier

HIFIRAMA 2000, 45, rue Jean-Jaurès - 83000 Toulon

KORD, Centre commercial de Barnéoud - 83160 La Valette

JEAN CAPDEVILLE, 51, avenue Valescure - 83700 Saint-Raphaël

ÉVOLUTION, Centre commercial Cap Sud - 84000 Avignon

CENTRE PIONEER, 1, rue Auguste-Lacour - 84100 Orange

VILAIR SCHERR, 3, rue Paul-Doumer - 88000 Épinal

GUIRAO S.A., Centre commercial Évry II - 91000 Évry

FOUASSIN, 16, Grande-Rue - 91260 Juvisy

TELSTAR, 71, rue Maurice-Thorez - 92100 Nanterre

THÉO, 239, boulevard Jean-Jaurès - 92100 Boulogne

AUDIOMAX, 133, av. Jean-Jaurès - 92140 Clamart

DUCREUX DUFOND, 5, rue Paul-Vaillant-Couturier - 92140 Clamart

H.T.M., avenue Marceau - 92400 Courbevoie

QUEEN MUSIC, 71, avenue du Général-Leclerc - 92340 Bourg-la-reine

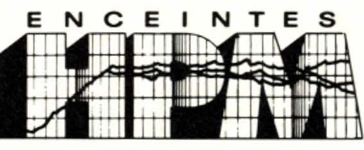
ARMORIC, 19, place Jean-Jaurès - 93200 St-Denis

IMAGE ET SON, 83, route d'Aulnoy - 93270 Sevran

TÉLÉ SON, 10, Grande-Rue - 94130 Nogent-sur-Marne

ATLAS EZANVILLE, Route de Domont - 95460 Ezanville

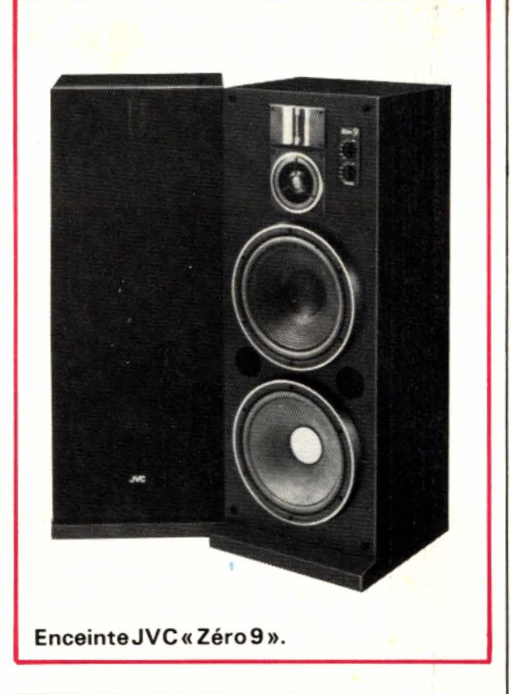
SUPERLAC, 69, rue du Général-de-Gaulle - 95880 Enghien-les-Bains



Elément	Matériau	Caractéristiques	Epaisseur	Masse
Film de base	Polyimid	Supporte des températures extrêmes de −269 °C à +430 °C N'est pas sujet à l'épuisement physique ou mécanique	12 microns	6,8 mg
Bobine mobile	Alu de haute pureté, traité anti-corrosion	10 tours 8 ohms Réalisé par photogravure	18 microns	39,2 mg
Agent de liaison	Epoxy	Joint le film de base et la bobine mobile alu Possède une résistance thermique de 350 °C	2 microns	2 mg
Masse effective 48 mg Zone de rayonnement effective 10 × 52 mm (5,2 cm²)				

TABLEAU 1

d'abeille » (on pourra se reporter à ce propos au numéro spécial Hi-Fi du « Haut-Parleur » 1980).



Enceinte JVC « Zéro 9 ».

En conclusion

On peut se poser la question de savoir si compte tenu de la bande passante de l'oreille, limitée dans les meilleurs des cas à 20 kHz, il est bien utile de s'ingénier à reproduire des fréquences bien supérieures à ce seuil. Mais c'est également la question que l'on peut se poser à propos de nombre d'amplificateurs qui dépassent largement la borne précitée. Après tout, qui peut le plus peut le moins, et l'on retiendra que ces nouveaux tweeters à ruban sont remarquablement linéaires jusqu'à 20 kHz, tout en étant dotés d'une excellente tenue en puissance allant de pair avec une très bonne sensibilité ; compte tenu de la dispersion et du diagramme de rayonnement polaire, il est même possible de dire que l'efficacité est meilleure qu'il ne paraît à priori. (Un tweeter donnant un niveau SPL de 95 dB/1 W/1 m mais concentré essentiellement dans l'axe, en un pinceau très étroit, aurait un rendement moindre, ce qu'il ne faut pas perdre de vue ; même si le niveau SPL dans l'axe apparaît comme intéressant, il ne faut jamais oublier d'y associer l'évolution spatiale de la directivité pour se faire une idée plus précise de l'efficacité d'un transducteur d'aigu.)

Reste un résultat tangible : le tweeter à ruban – ruban transformé en bobine – est, grâce à la progression de la technologie et à une autre façon d'aborder le problème, entièrement réhabilité, en ayant perdu tout ce qui faisait ses faiblesses. A vous maintenant de l'écouter.

Ch. PANNEL

Bloc-notes

Remise des prix aux gagnants français du Festival Vidéo de Tokyo



De gauche à droite : MM. Nakao, Dubreuil (JVC), Daniel Costelle, réalisateur, Moskowski (JVC) et Patrick Morelli (Prix d'excellence).

Pour la troisième année consécutive, JVC avait organisé la Festival Vidéo International de Tokyo. Le jury, composé de personnalités japonaises des arts, des sciences, du cinéma et de la télévision, était placé sous la présidence de Hiroshi Minani, président de la Société japonaise des Arts et des Sciences, professeur honoraire de l'université Hitosuboshi.

La tâche fut difficile pour départager les 699 participants de 10 nationalités différentes, soit 299 étrangers dont 122 provenant des U.S.A.

Au palmarès du Festival 1980 figurent deux réalisations françaises. Devant la qualité des œuvres présentées, JVC Vidéo France a décidé d'attribuer deux prix spéciaux.

Les résultats :

Grand Prix : Trophée et diplôme. – 300 000 yens et un voyage de quinze jours au Japon. – U.S.A. : 3 RD Avenue Only Strong Survive, de Keito Tsuno/Jon Alpert.

Prix d'Excellence : Trophée et diplôme. – 200 000 yens et une caméra vidéo couleur. – France : INRI Point, de Patrick Morelli.

Mention d'honneur : 50 000 yens. – France : L'affaire Mesrine, de Gille Katz.

Prix spéciaux JVC Vidéo France : 1er Prix : Trompe l'œil, de Robert Cahen (INA). – 2e Prix : Come back in Africa, de Dominique Arhex. – Travail de groupe réalisé sous la responsabilité de Pierre-Alain Faguez, dans le cadre du département Audio-visuel de l'université Paris I.

Nouveaux clubs C.B.

AFA 53, B.P. 501, 53008 Laval Cedex, dont les réunions ont lieu au Centre socio-culturel des Pommeraies, rue des Grands-Carrés à Laval.

AFA 13, B.P. 155, 13318 Marseille Cedex.

Convivialité 58, B.P. 25, 58300 Decize.

Adresse des lieux de réunion AFA dans la région parisienne :

– Villeneuve-Saint-Georges : Foyer des Graviers, cité des Graviers, rue Albert-Camus.

– Paris : 134, rue du Faubourg-Saint-Martin.

– Les clayes-sous-Bois : Foyer municipal Henri-Langlois, rue Henri-Prou.

– Pierrefitte : 21, rue Nungesser-et-Coli.

– Châtenay-Malabry : 144, rue Roger-Salengro (salle des Associations).

– Rosny-sous-Bois : Centre culturel des Marnaudes, rue Jacques-Offenbach.

AFA 26, B.P. 421, 26400 Crest : permanence tous les samedis de 14 heures à 15 heures, à la M.J.C. de Crest.

BANG ET OLUFSEN :

LA SERIE DES BEOVOX 150

AU cours de ces dernières années, les études menées en électroacoustique, et en particulier pour l'élaboration des enceintes, ont été marquées par des méthodes de plus en plus sophistiquées et précises, mettant en œuvre, corrélativement, des appareils de plus en plus complexes et coûteux. L'ordinateur et l'analyseur spectral ont pris, par exemple, une place de choix, prépondérante, pour mener à bien la vérification expérimentale et l'obtention des résultats pratiques, conclusions logiques des théories émises, pour parvenir à une approche de plus en plus fine de la concordance théorie-expérience. Maints calculs, qui auraient pris, il y a une décennie, des années pour être menés à bien, se trouvent maintenant effectués en très peu de temps ; et l'introduction de multiples paramètres, et leurs variations, inaccessibles encore hier se trouvent abordables grâce au puissant outil qu'est l'ordinateur. Entendons-nous bien, l'ordinateur n'est qu'un moyen, certes très intéressant dans la mesure où il permet de gagner un temps précieux, mais les résultats qu'il donnera en sortie ne seront jamais que le reflet de ce qui aura été injecté à son entrée. Aller de A (Paris, par exemple) à B (Hong-Kong) est certainement plus rapide en avion qu'à pied et beaucoup seraient rebutés par cette randonnée pédestre qui demande énormément de temps. Mais disposer d'un avion ne résoud pas le problème si vous ne savez piloter et si vous n'avez aucune connaissance de navigation aérienne.

Il nous a été donné de voir, en l'espace d'un an, nombre d'usines s'intéressant à l'étude d'enceintes acoustiques et nous n'avons pu que constater la part essentielle et croissante que prenait l'ordinateur dans les laboratoires de Recherche et de Développement de la plupart des constructeurs visités : JBL, Electro-Voice, RCF, Celestion, Technics, Bang et Olufsen... Toutes se simplifient la vie et gagnent un temps précieux grâce à l'ordinateur, étant à même de mener à bonne fin des calculs inabordables autrement ; et, par ailleurs, cette procédure leur permet de faire le tour de toutes les solutions possibles pour n'en garder qu'une : la solution optimale.

Dans notre numéro de septembre 1980, nous vous avions promis un complément d'information sur les nouvelles enceintes de Bang et Olufsen, les Beovox 150, sur lesquelles nous avions peu de renseignements, sinon que ces nouvelles venues, comme nous avions pu le constater « de visu », avaient bénéficié de l'apport et des méthodes impulsionnelles et de l'ordinateur. Nous en savons plus à présent et sommes à même de vous donner quelques explications supplémentaires ainsi que les caractéristiques des M 150 et MS 150 de Bang et Olufsen.

Les études de ces enceintes ont été menées à partir du principe Uni-Phase comme impératif. Autrement dit, cette nouvelle gamme devait avoir une bonne réponse non seulement en fréquence mais également en phase.

Toutefois, si le principe de l'Uni-Phase a été conservé, la solution qu'avait apportée Erik Bœkgaard avec son haut-parleur relais a été perfectionnée au niveau du filtre, comme nous le verrons plus loin.

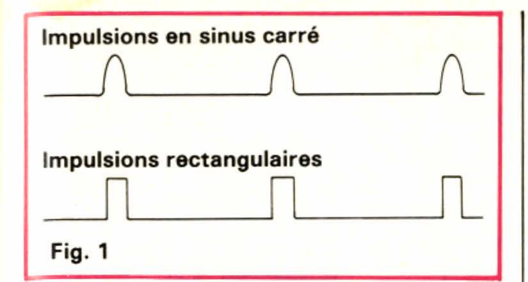
Les moyens du laboratoire R et D

Il ne s'agit pas d'avoir des idées, encore faut-il pouvoir les exploiter avec célérité et efficacité. Et en dehors d'un matériel à la fois sophistiqué et performant – à condition de savoir l'utiliser –, point de salut. Le laboratoire d'études acoustiques a été installé au sous-sol du bâtiment consacré à la Recherche et au Développement. Une pièce spécialement aménagée permet de descendre jusqu'à des fréquences de l'ordre de 200 Hz pour des mesures faites à 3 mètres, distance moyenne des écoutes domestiques. Pour des fréquences inférieures à cette valeur de 200 Hz, les ingénieurs de Bang et Olufsen font appel à la méthode préconisée dès 1972 par Ray Newman (Electro-Voice) et reprise par Don. B. Keele (Electro-Voice puis J.B.L.) et qui consiste à faire les mesures à quelques centimètres du woofer.

A l'instar des constructeurs les plus prestigieux dans le domaine du haut-parleur et de l'enceinte acoustique, et dans le but de mieux cerner et la coloration et la corrélation pouvant exister entre les déficiences de la réponse en fréquence et certains termes images qui traduisent les impressions d'écoute, tels : proche, lointaine, brillante, mate, son de boîte, voilée..., il a été fait acquisition d'un ordinateur Hewlett-Packard 2100 S, avec analyseur de Fourier incorporé. Parmi les nombreuses formes de signaux applicables à des ensembles de transducteurs, ce sont les impulsions rectangulaires et en « $\sin^2$ » qui ont été retenues, en liaison avec l'ordinateur, pour ces études (fig. 1).

Ces études portent également sur des comparaisons entre la réponse en phase de systèmes idéaux (réponse en phase connue) et la réponse en phase de systèmes réels, mesurée ; cette différence permet de déterminer l'approche que l'on peut faire pratiquement d'un modèle à caractéristique « à déphasage minimal ».

Examiné également ce que l'on peut appeler « le traînage » en fonction de la fréquence, essentiellement marqué dans le bas du spectre, bien qu'il s'agisse d'un phénomène affectant toutes les fréquen-



ces. On sait que si un signal électrique peut être généré et annulé quasi instantanément, il n'en est guère de même avec le signal acoustique résultant, à cause, en particulier, de l'inertie des membranes et équipages mobiles des haut-parleurs. L'énergie acoustique rayonnée ne disparaît pas simultanément avec l'extinction du signal électrique qui est à son origine. Ce qui se traduit par une décroissance progressive – et non brutale – des signaux perçus auditivement et une coloration particulière plus ou moins perçue par l'auditeur, surtout sur les transitoires. De là des relevés de courbes de réponse non plus en deux dimensions (variation de l'amplitude de la pression sonore captée en fonction de la fréquence), mais une analyse plus fine qui examine ce que devient, en fonction du temps, le signal acoustique capté par le microphone de mesure quand toute excitation électrique a disparu ; d'où l'existence d'une caractéristique en trois dimensions qui apparaît alors en relief (fig. 2). Dans le meilleur des cas, l'inertie n'étant jamais nulle, les différentes courbes de réponse à des instants différents devraient être semblables. En fait, il n'en est rien, et, comme on peut le voir, les différentes fréquences ne « s'éteignent » pas avec la même célérité, et ce à cause de résonances des transducteurs et du coffret d'une part, et des diffractions des ondes sonores sur la face avant, d'autre part. Dans ce dernier cas, les allongements de trajet acoustique par rapport au trajet direct se traduisent par des renforcements (ou des affaiblissements, suivant la valeur de la fréquence), ce qui équivaut somme toute à des résonances ou à des anti-résonances (à la manière d'interférences optiques).

Les haut-parleurs

Bien que Bang et Olufsen ait, par le passé, fabriqué lui-même ses haut-parleurs, il y a renoncé depuis quelques années, préférant s'adresser à des fournisseurs et sous-traitants extérieurs. L'abondance des types de transducteurs sur le marché Hi-Fi est telle qu'il est toujours possible de trouver des modèles adaptés aux besoins des constructeurs, éventuellement en opérant quelques modifications ne nécessitant pas la mise en œuvre d'un nouvel outillage, complet et coûteux, pour la fabrication.

Le problème le plus souvent rencontré, préjudiciable à une bonne réponse en phase, est que si la plupart des haut-parleurs sont satisfaisants quant à celle-ci à l'intérieur de leurs bandes passantes respectives, il n'en est plus de même dans les bandes atténuées. Dans les premiers Uni-Phase, la réponse dans ces régions a été atténuée à l'aide du filtre, cette façon de faire présentant quelques compromis pour optimiser la réponse globale du système. En effet, il ne faut pas oublier que les rendements des haut-parleurs étant le plus souvent différents, il faut diminuer ceux de tous les transducteurs sauf un, celui qui a le rendement le plus bas, pour les ramener à ce rendement minimum ; cela se fait à l'aide d'éléments dissipatifs, nécessaires pour uniformiser les rendements et donc la réponse en fréquence. Dans le cas de la MS 150, les études préliminaires menées, compte tenu de l'expérience déjà acquise en ce domaine, ont conduit les ingénieurs de Bang et Olufsen à travailler en étroite collaboration avec les fournisseurs pour obtenir des haut-parleurs ne justifiant pas une telle façon de procéder. Ce qui a permis à la fois d'augmenter le rendement de la MS 150 de 3 dB par rapport à celui de la M 100 – qui faisait partie de la précédente génération d'Uni-Phase – et donc d'obtenir, avec 150 W électriques à l'entrée, un niveau sonore égal à celui qui serait atteint avec une M 100 en lui appliquant 300 W (ce qui en fait n'est guère possible puisque la M 100 ne supportait que 100 W). Par ailleurs, cette façon d'uniformiser les haut-parleurs entre eux présente l'avantage d'approcher de très près la configuration idéale du filtre, celle du modèle théorique donnant la réponse optimale tant en fréquence qu'en phase.

En ce qui concerne plus particulièrement le haut-parleur chargé du bas du spectre, le problème du rendement est beaucoup plus critique que pour les autres bandes de fréquences, même s'il existe pour tous les haut-parleurs, et ce, qu'ils soient destinés au grave, au médium ou à l'aigu. En effet plus grand est le cône du woofer et plus il sera lourd, donc plus il faudra lui fournir d'énergie électrique pour obtenir un niveau sonore donné. Mais, d'autre part, en augmentant la surface du cône, plus d'air pourra être mis en branle, ce qui compensera en partie l'accroissement en masse du cône. Cependant cette augmentation de la surface entraînera une diminution de la fréquence de coupure du haut-parleur, ce qui pourra être compensé en augmentant l'épaisseur de la membrane et donc sa masse, ce qui se traduira alors par un rendement encore plus faible. On voit l'interdépendance de ces divers paramètres : masse, surface, rendement..., et l'importance du choix d'un haut-parleur plutôt qu'un autre quand il s'agit de retenir un woofer.

Autre aspect important, le point acoustique zéro qui est celui d'où les ondes sonores apparaissent générées. Si le cône du woofer est très profond, il est difficile de donner une forme adéquate à la face avant de l'enceinte : en effet le point acoustique zéro pour le woofer est derrière la fixation, alors qu'il est devant

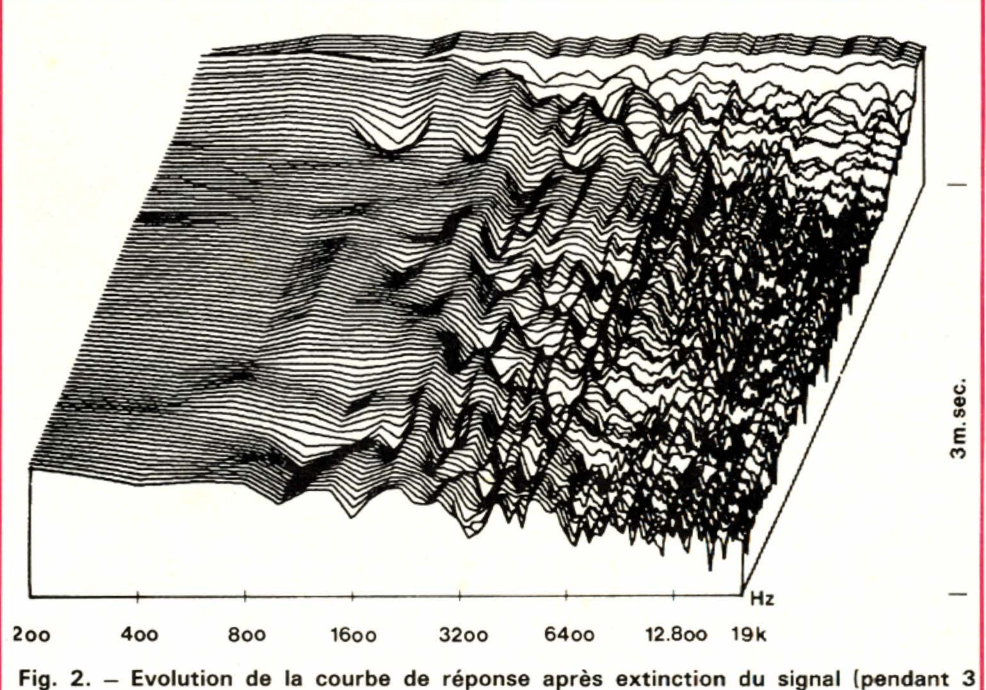


Fig. 2. – Evolution de la courbe de réponse après extinction du signal (pendant 3 millisecondes).

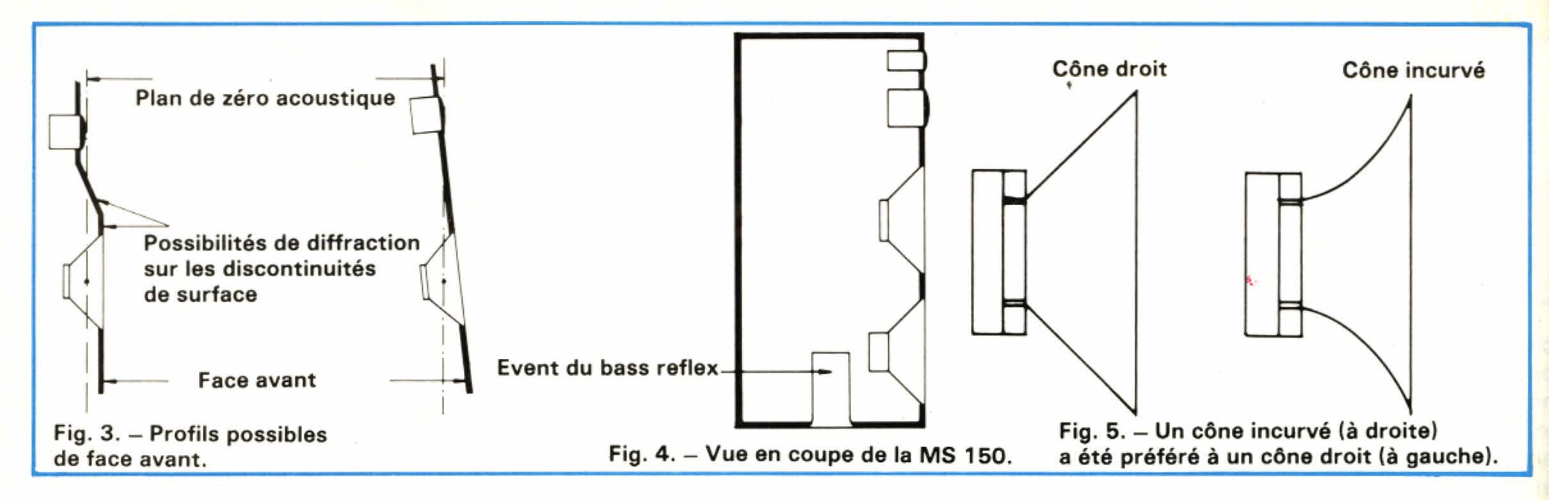


Fig. 3. – Profils possibles de face avant.

Fig. 4. – Vue en coupe de la MS 150.

Fig. 5. – Un cône incurvé (à droite) a été préféré à un cône droit (à gauche).

pour le tweeter. Par ailleurs, aux hautes fréquences (aigu), des diffractions peuvent se produire si le point acoustique zéro est devant la face avant du baffle (fig. 3).

Dans le cas de la MS 150, le woofer de 25 cm a un cône de faible masse pour obtenir un haut rendement. Son point acoustique zéro est presque sur la face avant, à cause du peu de profondeur du cône. Compte tenu du grand débattement de l'équipage mobile aux très basses fréquences, la fréquence de transition a été prise à 150 Hz alors qu'il est habituel de la trouver autour de 500 à 1000 Hz pour un tel haut-parleur. En fait, associé à l'enceinte, il fonctionne ici comme un sub-woofer. La bobine mobile de 24 mm de longueur se déplace dans un entrefer de 8 mm, ce qui permet une excursion de 8 mm de part et d'autre de sa position de repos, sans changement dans le nombre de spires soumises au champ magnétique. La conséquence de cette disposition est une très faible distorsion, obtenue, il est vrai, au prix d'une diminution du rendement.

Le woofer, d'une résonance à l'air libre de 27 Hz, est monté en bass-reflex, évent vers le sol, dans un volume de 62 litres (fréquence d'accord de l'enceinte seule : 29 Hz avec Q = 0,3). L'accord de l'ensemble répond à une réponse de Bessel plutôt que de Butterworth habituellement retenue, ce qui permet une meilleure linéarité en fréquence (réponse plate jusqu'à 48 Hz avec – 3 dB à 40 Hz), avec une chute moins rapide dans la zone inférieure à la fréquence de transition. On notera que ce choix de la caractéristique de Bessel a essentiellement été retenu à cause de sa plus faible susceptibilité aux résonances de la pièce d'écoute, ce qui a été constaté expérimentalement.

Le médium de la MS 150, qui s'étend de 150 Hz à 3 kHz, a été confié à deux haut-parleurs : un 200 mm jusqu'à 900 Hz et un 75 mm au-dessus. Cette gamme de fréquences comprenant toutes les fondamentales et l'essentiel de l'énergie sonore émise. Il est important dans cette zone du spectre d'avoir le point acoustique zéro le plus en avant possible. D'autre part, il peut être montré que pour une réponse en phase linéaire, plus grande sera la célérité du son dans la membrane par rapport à celui dans l'air et meilleur sera le résultat. Une membrane plane serait idéale en ce qui concerne la position du point acoustique zéro, mais pour Bang et Olufsen, la rigidité requise se traduirait alors par une augmentation de son poids et donc une perte de rendement. Pour une membrane de type conique, plus grande est la vitesse du son dans celle-ci et moins elle doit être profonde pour conserver une émission du type onde plane. Mais à l'opposé, moins une membrane conique est profonde et moins elle manquera de rigidité. Pour augmenter cette dernière, il a donc été donné à la membrane une forme plus appropriée (fig. 5).


MS 150 Bang et Olufsen.

Un autre problème qui se présente est que, pour les haut-parleurs, le champ magnétique produit par la bobine mobile peut moduler le champ permanent produit par l'aimant, ce qui est générateur de distorsion. Par ailleurs, l'inductance de la bobine mobile peut évoluer suivant sa position par rapport aux pièces polaires (nous avons vu, dans le numéro spécial Hi-Fi 1980 du Haut-Parleur, ce phénomène et comment JBL l'avait résolu avec le système SFG). Pour contrecarrer ces effets, les ingénieurs de Bang et Olufsen ont imaginé le système SD (Symmetric Drive) qui consiste en un cylindre de cuivre, solidaire de l'extérieur des pièces polaires, et suffisamment long pour court-circuiter la bobine mobile. Ce cylindre de cuivre, conformément à la loi de Lenz, s'opposera à tout changement du champ magnétique en donnant naissance à un courant de sens opposé à celui de la bobine mobile.

Les fréquences de 900 Hz à 4 kHz sont rayonnées par un haut-parleur à dôme de configuration particulière (fig. 6), de châssis extrêmement rigide et qui présente une originalité notable : l'aimant est placé à l'intérieur de la bobine mobile et non extérieurement comme il est habituel. Un amortissement spécial élimine pratiquement la résonance propre de l'équipage mobile.

Quant au tweeter (25 mm à dôme), mis à part quelques détails mineurs, il s'avère tout à fait conventionnel ; on retiendra toutefois l'utilisation de liquide magnétique dans l'entrefer, un aimant de 85 mm et un dôme constitué de deux feuilles extrêmement minces de polypropylène montées en sandwich.

Le filtre

Etudié conjointement avec les haut-parleurs pour obtenir une fonction de transfert unité (fonction de transfert totale = 1), le filtre a largement bénéficié d'études à l'ordinateur, conjointement avec celles menées sur les transduc-

Fig. 6. – Le medium à dôme de la MS 150.

Fig. 7. – Exemple d'un filtre, avec haut-parleur relais prévu, à structure Butterworth.

teurs : amplitude, phase, déclin des signaux...

Contrairement à la précédente caractéristique des Uni-Phase, la caractéristique du filtre devient celle de la figure 8 (Bessel) en lieu et place de celle de la figure 7 (Butterworth). Par ailleurs, l'utilisation de l'ordinateur rend possible, en possession de la réponse de chaque haut-parleur – réponse mise en programme – d'examiner tous les cas de figures possibles pour la configuration de filtre retenue, pour n'en garder que la meilleure, ce qui n'est guère possible avec les méthodes traditionnelles, longues, pénibles et où les multiples tâtonnements ne donnent malgré tout aucune certitude ! C'est le grand bénéfice de l'assistance permanente par ordinateur. (Au sujet de la technologie des filtres et des problèmes qu'ils posent, on pourra se reporter à l'article de P.E. Sirder dans le présent numéro.)

Le coffret

Réalisé en polystyrène injecté, il a bénéficié de deux sortes d'attentions :

● Pour réduire ou supprimer les phénomènes de diffraction sur la face avant, l'analyseur de Fourier a été mis à contribution, l'effet des diffractions étant observé sur l'évolution des courbes de réponse après coupure du signal (en régime sinusoïdal et impulsionnel). Il a été également possible de tirer des enseignements des comparaisons entre les caractéristiques des haut-parleurs montés dans l'enceinte et les caractéristiques des mêmes haut-parleurs montés dans des enceintes sphériques de même volume (ces dernières présentant une diffraction minimale).

● Pour obtenir le minimum d'amplitude des vibrations parasites des faces du coffret, une étude holographique par laser a permis une répartition optimale des longerons de renforcement internes. Curieusement, il a été constaté qu'en certains endroits du coffret, ces longerons amplifiaient les modes propres plutôt que de les atténuer, ce qui n'est pas évident a priori. Cette étude s'est, bien sûr, faite en plusieurs étapes, le modèle de coffret choisi au départ à partir d'un modèle mathématique le simulant étant amélioré en fonction des résultats donnés par l'optique interférentielle.

Remarquons au passage le découplage mécanique des haut-parleurs de l'enceinte par l'utilisation de joints caoutchoutés faisant office d'isolateurs.

Enfin, un dispositif de protection électronique incorporé équipe tant le modèle MS 150 que le modèle M 150, ce qui les rend pratiquement indestructibles.

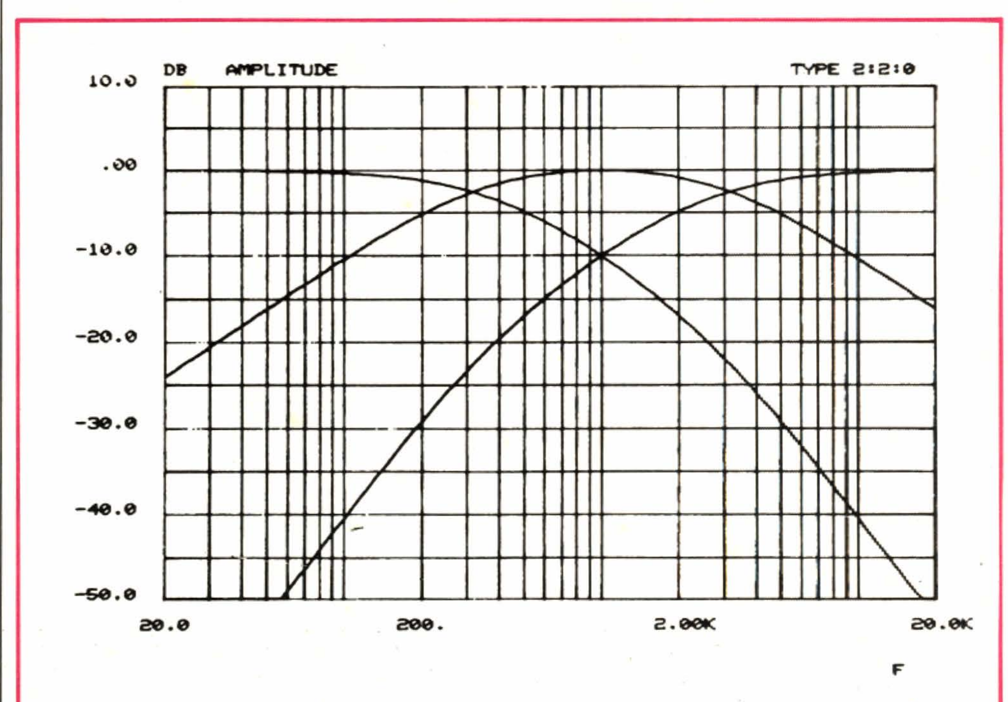


Fig. 8. – Exemple d'un filtre, également avec haut-parleur relais, mais à structure Bessel.

En conclusion

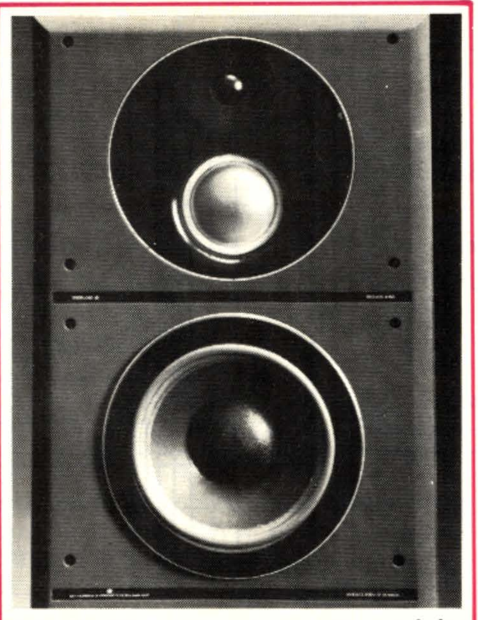
Mener à bien l'étude d'une enceinte acoustique avec des méthodes modernes d'analyse et de synthèse électroacoustiques n'est pas une mince affaire si l'on veut entièrement repenser le problème. Un tel développement nécessite, comme vous avez pu vous en rendre compte, non seulement des appareils coûteux, mais également des ingénieurs capables de les mettre en œuvre et, plus encore, d'interpréter les résultats obtenus à la lumière de connaissances dans nombre de domaines, tant de la physique que de l'informatique. Beaucoup d'impératifs donc, mais qui permettent de cerner les phénomènes beaucoup mieux et plus rapidement qu'avec des méthodes classiques insuffisantes. Les MS 150 et M 150 en sont la preuve.

CH. PANNEL

Caractéristiques des nouvelles Beovox

Beovox M 150

- Puissance admissible : 150 W RMS.
- Puissance crête : 170 W.
- Impédance : 8 Ω.



MS 150 : 2 haut-parleurs pour couvrir le médium (150 à 3 000 Hz) et un pour l'aigu.

- Courbe de réponse : (+ 4, – 8 dB) : 40-22 000 Hz ; (± 4 dB) : 80-22 000 Hz.
- Distorsion : 250-1000 Hz < 1 %.
- Distorsion (pour les fréquences supérieures à 1 kHz) : < 0,5 %.
- Dispersion : 100°.
- Haut-parleur de grave : 21 cm.
- Haut-parleur de médium : 7,5 cm à dôme.
- Tweeter d'aigu : 2,5 cm à dôme.
- Fréquences de transition : 900 et 3000 Hz.
- Volume brut : 70 litres.
- Volume net : 41 litres.
- Dimensions : 32 × 67,5 × 32 cm.
- Poids : 22 kg.

Beovox MS 150

- Puissance admissible : 150 W RMS.
- Puissance crête : 200 W.
- Impédance : 8 Ω.
- Courbe de réponse : (+ 4 – 8 dB) : 30-22 000 Hz ; (± 4 dB) : 48-22 000 Hz.
- Sensibilité : 2,5 W.
- Distorsion : 250-1000 Hz < 1 %.
- Distorsion (pour les fréquences supérieures à 1 kHz) : < 0,5 %.
- Dispersion : 100°.
- Haut-parleur d'extrême grave : 25 cm.
- Haut-parleur de grave : 21 cm.
- Haut-parleur de médium : 7,5 cm à dôme.
- Tweeter d'aigu : 2,5 cm à dôme.
- Fréquences de transition : 150, 900 et 3000 Hz.
- Volume brut : 102 litres.
- Volume net : 64 litres.
- Dimensions : 38 × 83,5 × 34 cm.
- Poids : 30 kg.

Ils ont marqué 1980...

(suite de la page 169)

guère facile, et vendre à des Japonais qui paient d'avance, pour un produit qui n'existe pas encore, ce l'est encore moins... Avouez qu'à ce titre, la Patrician 800 méritait d'être citée !... (Même si, et pour cause, elle n'est pas disponible.)

Restent le SE-A3, amplificateur, et le SU-A4, préamplificateur associé de Technics-Panasonic qui marque l'avènement de la « nouvell classe A ». De quoi s'agit-il ?! D'obtenir avec un amplificateur bénéficiant d'un rendement sensiblement égal à celui de la classe B tous les avantages de la classe A. Honnêtement, nous devons reconnaître que la plupart des grands constructeurs japonais se sont orientés vers des circuits procurant de telles performances avec des variantes quelquefois mineures : JVC, Pioneer, Kenwood... et bien d'autres. La plupart d'entre eux, auxquels nous ajouterons Brandt-Electronique, sont d'ailleurs sur le marché français.

Pour en revenir au SE-A3, il annonce :

- 2 × 200 W de 20 Hz à 20 kHz, les deux canaux en service, avec une distorsion harmonique totale inférieure à 0,002 %, ceci sur 8 Ω ; sur 4 Ω, ces chiffres deviennent 2 × 320 W et la distorsion demeure inférieure à 0,003 %.
- Distorsion harmonique totale à la puissance nominale – 3 dB (de 20 Hz à 20 kHz) : 0,001 %.
- Distorsion d'intermodulation transitoire : trop faible pour être mesurée.

Quant au préampli SU-A4, ses performances ne sont pas inférieures à celles de l'ampli :

- Bande passante, les deux canaux en service : 5 Hz à 100 kHz (0,007 % de distorsion harmonique totale).
- Réponse en fréquence : du continu à 20 kHz + 0, – 0,1 dB ; ces chiffres passant à – 3 dB du continu à 300 kHz.
- La distorsion harmonique totale de 20 Hz à 20 kHz reste inférieure à 0,001 %, quelle que soit l'entrée.
- Le rapport signal/bruit est de 78 dB en position phono « bobine mobile » (250 µV à l'entrée), 90 dB en position phono « aimant mobile », et atteint 105 dB sur les autres entrées.
- Contrôles de timbres doubles aux deux extrémités du spectre (aigu, super-aigu et grave et super-grave) avec filtre subsonique. Les entrées phono suivent la courbe RIAA à ± 0,2 dB ou mieux.

Reprécisons bien que cette liste n'est pas exhaustive. Mais si elle peut vous donner une idée de l'évolution de la HiFi et des sommets qu'elle peut atteindre parfois, il ne vous sera pas interdit de rêver en attendant l'ère du numérique, qui arrive à petits pas, sans se hâter.

Ch. P.

SOLDES 50% *
EN FEVRIER SUR LES ENCEINTES D'EXPOSITION
MARQUEES D'UNE ETIQUETTE SPECIALE
* DISCOUNT ACCORDE POUR PAIEMENT COMPTANT

illel center haute fidelité

Nous aimons la compétition...

...et les clients satisfaits

ILLEL CENTER HAUTE FIDELITE

TOUTES LES GRANDES MARQUES DE HI-FI

10 % DE REMISE SUR VOTRE VERSEMENT COMPTANT ET 12 MOIS DE CRÉDIT GRATUIT EN PLUS*

La sécurité longue durée
Quelle que soit la durée de la garantie du constructeur nous la prolongeons d'un an (sauf sur les machines tournantes).

La sécurité-satisfaction
Si le matériel conseillé s'accorde mal avec vos conditions acoustiques dès les premiers jours d'utilisation, nous l'échangeons ou le modifions.

La sécurité-expédition
Notre service de vente par correspondance vous expédie franco* votre commande avec une assurance tous risques. La chaîne est livrée emballée d'origine avec cordons de raccordement.

La sécurité après-vente
Notre service après-vente reste à votre disposition. Sans limites et avec le sourire.

La sécurité-prix
On donne des prix tout compris : matériel livré, monté, réglé.

La sécurité-reprise
Vous changez votre installation pour une neuve, nous vous la reprenons au meilleur taux.

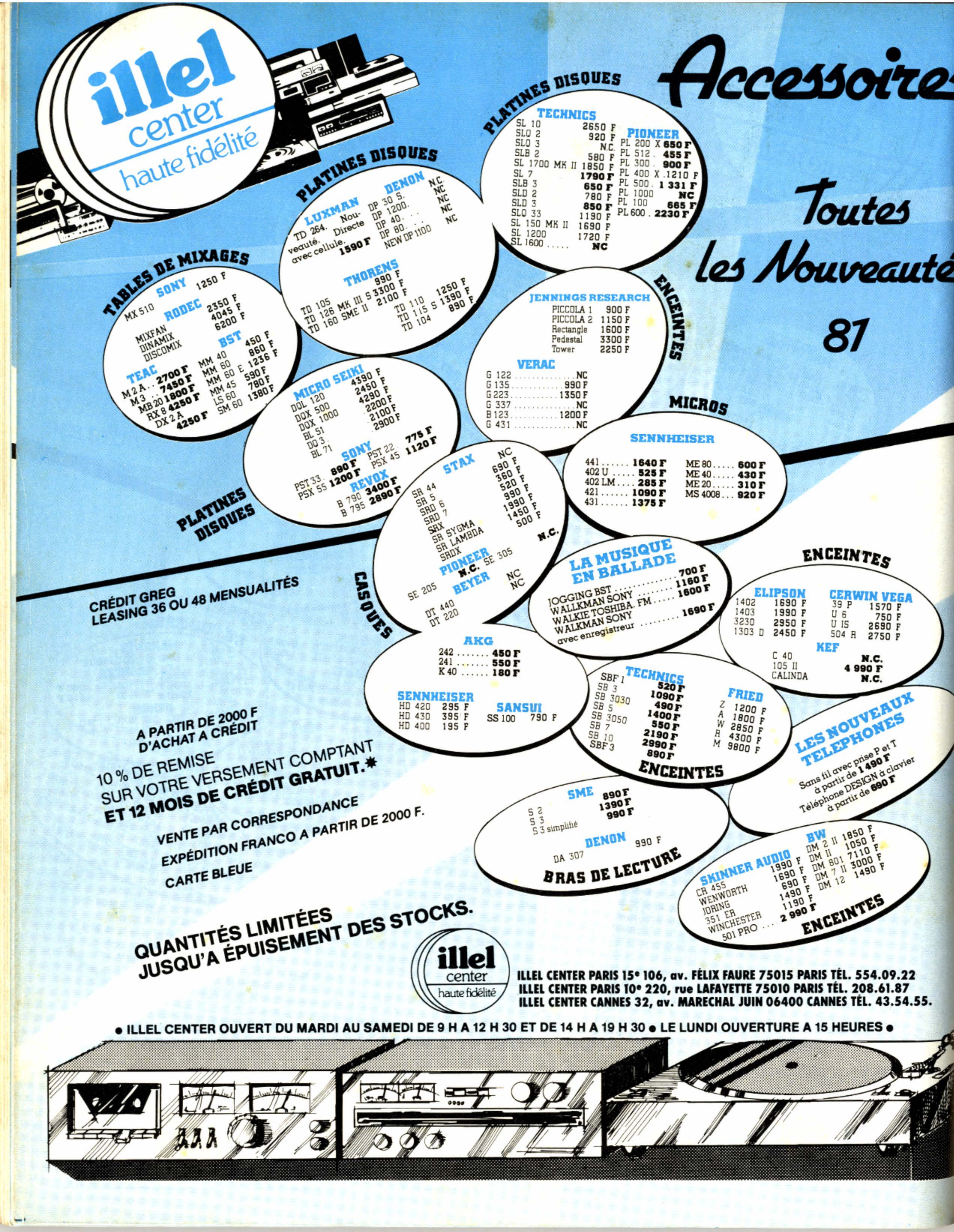


ILLEL CENTER PARIS 15e 106, av. FÉLIX FAURE 75015 PARIS TÉL. 554.09.22
ILLEL CENTER PARIS 10e 220, rue LAFAYETTE 75010 PARIS TÉL. 208.61.87
ILLEL CENTER CANNES 32, av. MARECHAL JUIN 06400 CANNES TÉL. 43.54.55.



*A partir de 2000 francs

les ateliers MS-Paris



illel center haute fidélité
Accessoires
Toutes les Nouveautés 81
PLATINES DISQUES
TECHNICS
SL 10 2650 F
SLQ 2 920 F
SLQ 3 N.C.
SLB 2 580 F
SL 1700 MK II 1850 F
SL 7 1790 F
SLB 3 650 F
SLD 2 780 F
SLD 3 850 F
SLQ 33 1190 F
SL 150 MK II 1690 F
SL 1200 1720 F
SL 1600 NC
PIONEER
PL 200 X 650 F
PL 512 455 F
PL 300 900 F
PL 400 X 1210 F
PL 500 1 331 F
PL 1000 NC
PL 100 665 F
PL 600 2230 F
PLATINES DISQUES
LUXMAN
TD 264. Nouveauté. Directe avec cellule. 1590 F
DENON
DP 30 S. N.C.
DP 1200. NC
DP 40. NC
DP 80. NC
NEW DP 1100 NC
THORENS
TD 105 990 F
TD 126 MK III S 3300 F
TD 160 SME II 2100 F
TD 110 1250 F
TD 115 S 1390 F
TD 104 890 F
TABLES DE MIXAGES
SONY
MX 510 1250 F
RODEC
MIXFAN 2350 F
DINAMIX 4045 F
DISCOMIX 6200 F
BST
MM 40 450 F
MM 60 860 F
MM 60 E 1236 F
MM 45 590 F
LS 60 780 F
SM 60 1380 F
TEAC
M 2 A 2700 F
M 3 7450 F
MB 20 1800 F
RX 8 4250 F
DX 2 A 4250 F
ENCEINTES
JENNINGS RESEARCH
PICCOLA 1 900 F
PICCOLA 2 1150 F
Rectangle 1600 F
Pedestal 3300 F
Tower 2250 F
VERAC
G 122 NC
G 135 990 F
G 223 1350 F
G 337 NC
B 123 1200 F
G 431 NC
PLATINES DISQUES
MICRO SEIKI
DQL 120 4390 F
DQX 500 2450 F
DQX 1000 4290 F
BL 51 2200 F
DD 3 2100 F
BL 71 2900 F
SONY
PST 33 890 F
PSX 55 1200 F
PST 22 775 F
PSX 45 1120 F
REVOX
B 790 3400 F
B 795 2890 F
MICROS
SENNHEISER
441 1640 F
402 U 525 F
402 LM 285 F
421 1090 F
431 1375 F
ME 80 600 F
ME 40 430 F
ME 20 310 F
MS 4008 920 F
CASQUES
STAX
SR 44 NC
SR 5 690 F
SRD 6 360 F
SRD 7 520 F
SRX 990 F
SR SYGMA 1990 F
SR LAMBDA 1450 F
SRDX 500 F
PIONEER
SE 305 N.C.
BEYER
SE 205 N.C.
DT 440 NC
DT 220 NC
LA MUSIQUE EN BALLADE
JOGGING BST 700 F
WALLKMAN SONY 1160 F
WALKIE TOSHIBA. FM 1600 F
WALKMAN SONY avec enregistreur 1690 F
ENCEINTES
ELIPSON
1402 1690 F
1403 1990 F
3230 2950 F
1303 D 2450 F
CERWIN VEGA
39 P 1570 F
U 6 750 F
U 15 2690 F
504 R 2750 F
KEF
C 40 N.C.
105 II 4 990 F
CALINDA N.C.
CRÉDIT GREG
LEASING 36 OU 48 MENSUALITÉS
AKG
242 450 F
241 550 F
K 40 180 F
SENNHEISER
HD 420 295 F
HD 430 395 F
HD 400 195 F
SANSUI
SS 100 790 F
TECHNICS
SBF 1 520 F
SB 3 1090 F
SB 3030 490 F
SB 5 1400 F
SB 3050 550 F
SB 7 2190 F
SB 10 2990 F
SBF 3 890 F
FRIED
Z 1200 F
A 1800 F
W 2850 F
R 4300 F
M 9800 F
ENCEINTES
LES NOUVEAUX TELEPHONES
Sans fil avec prise P et T à partir de 1 490 F
Téléphone DESIGN à clavier à partir de 690 F
A PARTIR DE 2000 F D'ACHAT A CRÉDIT
10 % DE REMISE SUR VOTRE VERSEMENT COMPTANT
ET 12 MOIS DE CRÉDIT GRATUIT.*
VENTE PAR CORRESPONDANCE
EXPÉDITION FRANCO A PARTIR DE 2000 F.
CARTE BLEUE
SME
S 2 890 F
S 3 1390 F
S 3 simplifié 990 F
DENON
DA 307 990 F
BRAS DE LECTURE
SKINNER AUDIO
CR 455 1990 F
WENWORTH 1690 F
JORING 690 F
351 ER 1490 F
WINCHESTER 1190 F
501 PRO 2 990 F
BW
DM 2 II 1850 F
DM II 1050 F
DM 801 7110 F
DM 7 II 3000 F
DM 12 1490 F
ENCEINTES
QUANTITÉS LIMITÉES JUSQU'A ÉPUISEMENT DES STOCKS.
illel center haute fidélité
ILLEL CENTER PARIS 15e 106, av. FÉLIX FAURE 75015 PARIS TÉL. 554.09.22
ILLEL CENTER PARIS 10e 220, rue LAFAYETTE 75010 PARIS TÉL. 208.61.87
ILLEL CENTER CANNES 32, av. MARECHAL JUIN 06400 CANNES TÉL. 43.54.55.
• ILLEL CENTER OUVERT DU MARDI AU SAMEDI DE 9 H A 12 H 30 ET DE 14 H A 19 H 30 • LE LUNDI OUVERTURE A 15 HEURES •

LA MODULATION PAR IMPULSIONS CODEES :

studer prend position

STUDER, c'est un grand nom du magnétophone analogique. Pourquoi cette précision d'analogique ? Tout simplement parce que les choses sont en train d'évoluer et que Studer dit « oui » au numérique. On parle beaucoup, dans le domaine audio, professionnel ou non, d'un numérique que l'on baptise aussi très commercialement digital, même si le disque qui supporte aujourd'hui l'information est un disque comme les autres. Studer construit des magnétophones de studio et, avant de se lancer dans une production, a fait quelques recherches, pas mal d'études et a installé un groupe d'études qui prépare le futur. Un futur qui n'est pas si proche qu'on pourrait le penser car bien des problèmes loin du technique sont à résoudre. Si, dans le domaine analogique les constructeurs, grâce à une évolution très lente de la technique, ont pu se mettre d'accord sur des normes de largeur de bande, de répartition des pistes, sur des points de travail, ce qui a pour énorme avantage celui de permettre des échanges de bande dans le monde entier, dans le numérique, tout est différent. Studer a donc édité une brochure et fait quelques conférences dont une à Paris, présentée par M. Lagadec, responsable de la division numérique de la firme de Zurich.

L'apparition des techniques numériques dans l'audio date de moins de dix ans. Ce sont les Japonais qui, les premiers, se sont lancés dans l'aventure. Nous ne parlons pas ici des techniques de transmissions à bande étroite, utilisées pour les transmissions de paroles, mais des possibilités de travailler avec une grande fidélité et, par conséquent, une large bande.

Ces techniques sont toutes nouvelles et beaucoup de constructeurs s'y sont intéressés, ce qui se justifie. A l'heure actuelle, un certain nombre de magnétophones numériques sont en cours d'exploitation, le Studio du Palais des Congrès dispose depuis peu d'une installation où un 32 pistes cohabite avec un 4 pistes 3 M.

Cette nouveauté, et le fait que chacun se soit lancé seul dans les études, a fait qu'aucune normalisation ne s'est faite sur le numérique bien que chacun soit conscient de la nécessité d'une telle normalisation.

Actuellement, le numérique se présente sous deux formes, l'une avec des systèmes à têtes rotatives, l'autre avec des systèmes à tête fixes. Bien entendu, aucune compatibilité ne peut exister. Dans un cas, l'enregistrement est de type longitudinal, dans l'autre il est hélicoïdal. Ce mode d'enregistrement n'est qu'un des paramètres que l'on doit respecter. Pour que la compatibilité soit assurée, deux enregistreurs numériques doivent offrir la même fréquence d'échantillonnage, le même format des mots à enregistrer, la même méthode et le même code de protection contre les erreurs, le même principe de modulation pour écrire les signaux sur la bande, la même géométrie des pistes sur la bande. Cela sous entend que les vitesses de défilement soient les mêmes également.

La fréquence d'échantillonnage

Théoriquement, plus le nombre d'échantillons est grand, meilleure est la qualité de la reproduction. Un célèbre théorème d'échantillonnage précise qu'il suffit de deux échantillons par période pour reproduire un signal, si on désire disposer d'une bande passante de 20 kHz, on devra prendre deux échantillons représentatifs de l'amplitude du signal pour disposer d'une qualité suffisante. Mais, si, dans le signal, on introduit des composantes de fréquence supérieure aux 20 kHz, il y aura une transposition du signal, l'échantillonnage introduisant alors des composantes qui n'existent pas dans le signal d'origine. Ce phénomène se nomme, dans le langage anglo-saxon spécialisé, « Aliasing », on doit donc introduire des filtres dits « antialiasing » pour éliminer ce phénomène.

Pour choisir la fréquence d'échantillonnage, on doit aussi tenir compte de toutes les applications des techniques numériques, dans le domaine professionnel ou grand public.

Plus la fréquence d'échantillonnage est grande, plus la largeur de bande nécessaire à la transmission doit être grande. Pour les applications grand public, audio-disque et radiodiffusion, les fréquences d'échantillonnages seront réduites afin d'abaisser les prix de revient.

Deux fréquences sont envisagées pour le grand public, une pour les applications

« disque », l'autre pour la radiodiffusion. Ces fréquences doivent tenir compte d'un changement de format sans passer par l'intermédiaire analogique qui ferait perdre de la qualité au signal. Plus on a de fréquences d'échantillonnage et plus elles sont proches les unes des autres et plus les conversions sont onéreuses et complexes. La conversion de la fréquence d'échantillonnage se fait par un filtre numérique à grande vitesse qui travaille sur le plus petit commun multiple des deux fréquences d'échantillonnage. La conversion est simplifiée si le rapport entre les deux fréquences est simple. Par exemple, on peut avoir un rapport de 8/7 entre les fréquences pro et grand public. Ces rapports conduisent pour Studer à des fréquences d'échantillonnage de 50,4 kHz pour le pro, environ 44,1 kHz pour l'audio grand public (disques) et de 32 kHz pour la radiodiffusion. Pour les deux premières applications, on envisage un codage à 16 bits de type uniforme, pour la radio-diffusion, on limiterait, toujours pour des problèmes de bande passante, ce nombre à 14.

Nombre de bits

Plus le nombre de bits est important plus les opérations de codage et de décodage deviennent complexes. Le nombre de 16 bits semble raisonnable pour Studer, on saura, lorsque le moment sera venu, produire des convertisseurs assez rapides et suffisamment précis sans que leur prix soit prohibitif.

Philips (en France RTC) propose un décodeur numérique analogique à 14 bits déjà référencé et prévu pour des applications audio. Il est intéressant de noter à son sujet que le masque du circuit est déjà prévu pour une utilisation en 16 bits.

Le fait d'utiliser un codage uniforme c'est-à-dire linéaire, permet d'avoir, avec les 16 bits, un rapport S/B de plus de 90 dB et évite les discussions sur des courbes de conversion non linéaires.

Protection contre les erreurs

La protection contre les erreurs est indispensable pour compenser les drop-outs. La longueur des bits enregistrés est très faible et le moindre manque d'oxyde, la moindre perte de contact, risque de faire perdre un échantillon, ce qui entraînerait l'apparition d'un bruit dont on pourrait fort bien se passer. Il est donc nécessaire d'introduire des bits supplémentaires calculés d'après le mot à protéger. Lors de la lecture, on détecte l'erreur, et on peut éventuellement la corriger ou remplacer l'échantillon défaillant par un échantillon extrapolé à partir des autres.

Studer préconise ici un codage avec mélange des bits, de façon à ce que les drop-outs ne perturbent pas tout le mot. Nous n'entrerons pas ici dans les détails, nous aurons sans doute l'occasion de revenir sur ce sujet.

Ce système de correction est imposé par des conditions d'utilisations classiques pour les appareils. Il ne faut pas en effet devoir installer les magnétophones dans des pièces hors poussières ou manipuler les bandes comme celles des ordinateurs. Il ne faut pas non plus devoir utiliser des bandes certifiées, de type ordinateur, pour éviter d'augmenter les frais d'exploitation.

Vitesse de défilement et géométrie des bandes

Trois vitesses de défilement sont envisagées : 76, 38 et 19 centimètres par seconde. Pour ces vitesses, on envisage trois largeurs de bande : 1 pouce, 1/2 pouce et 1/4 de pouce. Pour la vitesse de 76 cm/s, on aura une piste numérique par voie audio, à 38 cm par seconde, on aura deux pistes numériques parallèles pour une voie audio et pour la vitesse de 19 cm/s, quatre pistes numériques toujours par canal audio.

Sur le plan répartition des pistes, Studer donne un exemple : sur une bande d'un quart de pouce, on aurait 8 voies numériques, pour les canaux audio, deux voies numériques pour les informations de service (code de temps, vitesse, etc.) et enfin deux voies analogiques.

Une bande d'un quart de pouce servirait pour un magnétophone à 8 pistes, une bande d'un demi-pouce pour un 24 pistes.

La normalisation

Une normalisation impose une réunion de beaucoup de constructeurs qui défendent chacun leur point de vue. Déjà, certains se sont lancés dans l'aventure en proposant des appareils aux studios, appareils qui fonctionnent mais qui ne permettent pas l'échange de bande (on pourra toujours repasser par l'audio mais avec une perte de qualité).

Sony et Studer se sont déjà mis d'accord sur le format à utiliser, ce qui est déjà un premier pas. Compte tenu des accords qui existent entre Sony et Philips, une certaine normalisation devrait avoir lieu, encore faudrait-il qu'elle concerne des produits à la fois professionnels et grand public.

A l'heure actuelle, des systèmes PCM sont proposés dans le commerce, au Japon en tout cas, ces systèmes fonctionnent mais imposent une utilisation avec un magnétoscope et ne semblent pas avoir remporté le succès commercial escompté, loin de là.

Studer attend donc une normalisation avant de se lancer dans une aventure qui pourrait coûter fort cher à tout le monde. La firme suisse nous a par ailleurs indiqué que l'avancement des travaux de normalisation conduisait à une plus grande diversité que dans le domaine vidéo grand public. Les espoirs de normalisation sont peu nombreux, espérons en tout cas cette normalisation pour les appareils grand public, bien qu'actuellement les produits présentés un peu partout soient loin de répondre à ce critère.

La technologie va encore évoluer, aussi bien pour les convertisseurs que pour les bandes ou les têtes qui devraient, d'après Studer, être réalisées suivant une technique couche mince, une technique dont nous avons déjà eu l'occasion de parler à propos d'un prototype de Technics, un autre grand qui se lance aussi dans les opérations numériques...

Etienne LEMERY

Bibliographie : Brochure PCM de Studer.

PROBLEMES DE RESTITUTION PHONOGRAPHIQUE

conception et mécanique des bras de lecture pivotants

APRES avoir étudié les distorsions engendrées par le phénomène d'erreur de piste, et les conséquences, imposées à la géométrie des bras pivotants par leur optimale minimisation. Après avoir montré que la restitution physique d'une gravure stéréophonique pouvait facilement entraîner l'apparition, sur les deux canaux, de distorsions bien supérieures à celles de l'erreur de piste (nous verrons, plus tard et sommairement, comment il fut possible d'en réduire l'importance), il convient désormais de s'intéresser à la conception mécanique, comme à la réalisation matérielle, des bras de lecture. Une vieille question, très à la mode au cours des années 40 et 50 (suscitant des pointes marquées d'intérêt de la part des théoriciens et des concepteurs, à l'apparition des microsillons, puis des gravures stéréophoniques), presque oubliée ensuite ; mais reprenant actuellement de l'importance, en raison de la vague de perfectionnisme que connaissent les « audiophiles ».

Jamais il n'y eut autant de réalisations nouvelles, en matière de bras de lecture, qu'au cours des deux ou trois dernières années, alors qu'il était justifié de penser que la commercialisation de « bras » séparés était presque désuète ; ne serait-ce qu'en raison de la rareté des mécaniques tourne-disques, « non intégrées », offertes par le marché. Sans doute, par paresse ; sans doute, aussi, en raison des préférences marquées par la clientèle du moment, les constructeurs les plus réputés proposaient aux discophiles des « tables de lecture complètes », au demeurant généralement bien conçues tourne-disques se limitant à 33 et 45 tr/mn, à contre-platine élastiquement suspendue, plateau lourd rectifié, moteur synchrone à faible vitesse angulaire et transmission par courroie de caoutchouc (très inspirée de celle, conçue il y a des années, par E. Villchur, pour « A.R. » ; bras coudés ou en col de cygne, techniquement défendables (certains s'en contentent encore aujourd'hui), disposant le plus souvent de dispositifs « antiskating » réglables, de conceptions diverses. Les choses en étaient là, vers 1970 les techniques de lecture des disques somnolaient puis se mirent à évoluer, lentement et ponctuellement d'abord, apparition de nouvelles mécaniques tourne-disques de plus en plus sophistiquées, perfectionnement des phonolecteurs) ; enfin gagnant le secteur des bras de lecture, où l'ingéniosité se donna libre cours (les problèmes sont mieux compris qu'autrefois, les mécaniciens sont également moins empiriques ; l'étude du comportement dynamique de modèles, simulé par ordinateur aide aussi puissamment). Il arrive, aussi, qu'en voulant trop bien faire ou être trop original la réussite ne soit pas à la mesure de l'ambition (phénomène ancien que déplorait déjà, R.E. Carlson, des « Laboratoires Fairchild », en 1954). Dans une certaine mesure, il est curieux et réconfortant d'assister à ce regain de vitalité, à ce raffinement des techniques de lecture phonographique ; alors que le disque analogique, peut-être à son déclin, travaille encore à sa gloire, avant d'être supplanté par ses rivaux, numériquement codés. Cela pourra durer longtemps ; il y aura certainement de très âpres luttes technico-commerciales, avant qu'intervienne une normalisation à l'échelle mondiale (la grande sagesse, manifestée par Arthur B. Haddy – célèbre ingénieur en chef de Decca à l'avénement de la stéréophonie : « Peu importe le système adopté, pourvu qu'il soit unique », n'est plus de circonstance eu égard aux rivalités commerciales actuelles) et les futurs disques, qui exigeront une très grande précision d'usinage, ne seront sans doute ni aussi faciles, ni aussi économiques, à fabriquer qu'il est généralement sous-entendu. Toute une nouvelle technologie devra s'implanter et, considérant l'énorme parc des appareils analogiques de restitution phonographique, il n'est pas impossible que nos disques ne bénéficient, indirectement, de la révolution industrielle, en gestation.

Quoi qu'il puisse en être, revenons à la mécanique des bras de lecture pivotants, que domine actuellement deux questions :

1° Forme et matériaux, adoptés pour la construction du bras ;

2° Technologie choisie pour doter le bras des deux degrés de liberté minimaux qui lui sont indispensables. Deux solutions s'affrontent : soit deux axes orthogonaux (généralement dans un même plan) aux frottements aussi réduits que possible (micro-billes, pivots coniques et

cuvettes, pivot conique et couronne à billes, etc.) ; soit mise en œuvre d'une formule très ancienne, à pivot unique ou « unipivot », dont les frottements sont, par construction, pratiquement négligeables ; mais qui soulève quelques problèmes de stabilité. L'« unipivot », qui fut très apprécié des pionniers de la haute fidélité, au cours des années 40 et début des années 50, revient en faveur, à l'intention des perfectionnistes. Pendant une bonne quinzaine d'années, il demeura presque spécialité britannique (Bras « E.M.I. », « Decca », « Transcriptor ») ; peut-être, parce que plus accessible aux constructeurs amateurs. En fait, même aujourd'hui, et en dépit d'avantages certains, il demeure très en retrait par rapport au système à deux axes orthogonaux par lequel nous commencerons cette étude : plus commode, plus solide, facile à transporter et, finalement, de performances suffisantes (surtout si l'on use de couteaux – comme une balance – pour l'axe horizontal). Rappelons, pour mémoire, qu'un ingénieux « unipivot » avait permis à une petite firme anglaise (« Audio and Design ») de supprimer la torsion des fils de connexion du bras (grâce à quatre minuscules bains de mercure – malheureusement peu fiables et quelque peu dangereux).

Toujours sur le chapitre des articulations du bras, nous n'étudierons pas, les très nombreuses solutions proposées (et encore récemment) de bras déformables, éliminant l'erreur de piste. Tout revient toujours, soit à dévier d'un angle convenable la coquille du phonolecteur, en fonction du rayon de la spire lue ; soit à varier la longueur effective du bras ; soit à combiner les deux procédés (à l'aide de cames et de leviers). Thorens s'y essaya avec les 78 tours, les microsillons connurent le bras « Sonolux » de Film et Radio (l'un des plus ingénieux), les bras anglais « B.J. » (Burne-Jones) et « Worden », réduisant l'erreur de piste maximale à 1/2°, avaient encore du succès en 1965 ;plus près de nous « Garrard » reprit le flambeau, en 1972, avec son « Zéro 100 ». En fait, quelle que soit leur ingéniosité, ces bras correcteurs impliquent toujours, au moins un levier et deux articulations supplémentaires, qui augmentent l'inertie et les frottements ; tout en favorisant des résonances parasites, peu appréciées. De nos jours, les puristes à l'affût des plus subtiles détériorations d'un signal (qui en a déjà connu pas mal) s'en désintéressent avec sagesse. On s'y donne beaucoup de mal, pour bien peu de résultats tangibles.

A propos des formes adoptées pour les bras de lecture

1° La solution la plus simple et, sans doute, la meilleure :

Négligeant, pour le moment, toutes considérations dynamiques, il semble a priori, évident qu'un bras de lecture doit se comporter comme une poutre de faible inertie, parfaitement rigide, guidant les déplacements du phonolecteur, avec d'aussi faibles frottements, et aussi peu de résonance propre (en flexion, ou en torsion) qu'il sera possible. Cela étant, il semble non moins évident que la forme la plus simple, la plus rationnelle (fig. 1) et la plus facile à fabriquer, consiste en un bras rectiligne, terminé à l'une des extrémités par le support du phonolecteur, convenablement décalé de l'angle compensateur (déterminé, en fonction des régles précédemment établies). Indépendamment du mode d'articulation choisi, l'équilibre, tout comme le réglage de la force verticale d'application, seront obtenus soit au moyen d'un ou de plusieurs contrepoids réglables (solution la plus commune), soit par ressorts, à boudin, ou spiraux (« Garrard » utilisait les deux sortes de ressorts pour ses bras semi-professionnels, de la série « TPA »). les deux formules ont leurs mérites : Les ressorts par leur légèreté réduisent l'inertie et, échappant aux effets de la pesanteur, la table de lecture peut, en principe travailler dans toutes les positions (« Dual » axa longtemps ses démonstrations sur ce thème ; on doit également faire appel aux ressorts, pour de récentes réalisations japonaises qui travaillent verticalement) ; mais les ressorts se dérèglent aisément et réagissent à la température (nécessité de vérifications fréquentes). Les contrepoids, s'ils ont l'avantage de la simplicité, alourdissent le système et accroissent son inertie. Ils sont indéréglables ; mais exigent que le plateau tourne-disques soit horizontal.

Cela dit les bras de lecture rectilignes furent très appréciés autrefois (dans le domaine professionnel) : Pierre Clément et Garreaud, en France ; E.M.I., comme Decca, en Angleterre ; aux USA, Shure avec ses « Dynetics », ou Pickering avec ses « Unipoise », y acquirent, parmi d'autres, grande renommée. Et, cependant, ces bras rectilignes si rationnels, furent pratiquement abandonnés durant des années (même, par des constructeurs qui auraient pu s'en abstenir) et, si l'on y revient aujourd'hui, ce n'est que justice et sagesse.

2° Les raisons du choix d'un bras coudé (ou en J).

Puisqu'un bras rectiligne (de section circulaire ou carrée) semble de prime abord aussi convenable, on peut légitimement se demander, pourquoi on prit la peine (fig. 2) de fabriquer des bras coudés (même des constructeurs, aussi professionnels, qu'Ortofon ou SME), de toute évidence moins rigides que les précédents (dont il fallut ensuite compliquer la construction). Pour répondre à cette question, il faut se reporter à l'époque des 78 tr/mn et évoquer la faveur qu'y connurent les « changeurs automati-

Centre de gravité de l'ensemble du bras
Pivot vertical
Contrepoids
Pointe de lecture
P
Longueur effective du bras
G
V
Gc
θ (Angle correcteur erreur de piste)
Coquille antérieur
Axe phonolecteur
Axe horizontal

Fig. 1. – Schéma d'un bras de lecture rectiligne, avec contrepoids arrière (formule actuellement la plus commune). Pour certaines réalisations sophistiquées, la coquille antérieure se réduit à très peu de chose (une languette métallique, avec les trous pour y fixer le phonolecteur). En première approximation, les masses principales étant celles du contrepoids et du phonolecteur (supposée concentrée à sa pointe), le centre de gravité de l'ensemble se place pratiquement sur l'axe P G_c (G_c : centre de gravité du contrepoids), légèrement en avant de l'axe horizontal, afin d'obtenir la force verticale d'application, désirée. Nous avons figuré, comme étant le plus fréquent l'axe horizontal perpendiculaire à l'axe du tube ; or nous verrons qu'il est souhaitable de réduire l'inertie du bras autour de son axe horizontal (pour mieux accepter les disques voilés), donc d'en rapprocher les masses importantes. Autrement dit, il serait indiqué d'orienter l'axe horizontal, perpendiculairement à celui du phonolecteur (cette remarque également favorable à la diaphonie, vaut pour toutes les formes de bras). Cela se faisait autrefois (« Garrard » avec ses Modèles « TPA ») et beaucoup moins aujourd'hui (« S.M.E. » pour ses Modèles III, et quelques autres). Evidemment, cela ne s'applique pas aux usagers de bras « unipivots ».

ques » (dès qu'ils furent fiables — Garrard, ainsi que Collaro furent parmi les premiers à y trouver renommée et fortune). A cette époque, on ne portait guère attention à l'inertie. Les bras étaient moulés en plastique ou en métal ; ils devaient être robustes avant tout et, ce qui comptait beaucoup pour le fabricant d'un mécanisme automatique relativement complexe, n'avoir qu'une rotation minimale à effectuer, avant de se poser sur le disque. D'où, la forme coudée, qui amenait aisément en position d'attente (ou de repos) la cellule lectrice (généralement piézoélectrique), juste au bord du plateau. Et tout le monde suivit même sans impérieuse nécessité ; en particulier « Ortofon », dont les bras de 21 ou de 30 cm (« SK 212 », « RK 309 ») portant invariablement (même au début du microsillon) une coquille antérieure de 32 g travaillaient avec 7 g d'appui vertical, au moins (lecteur, « Type A ») sur les 33 tr/mn.

Les choses se compliquèrent lorsqu'on voulut faire mieux, à partir des mêmes éléments de base, comme « S.M.E. », par exemple (ses premiers bras, dérivant directement des « Ortofon », en conservaient d'ailleurs le boîtier antérieur), pour atténuer certaines résonances et réduire la force d'application (2 à 5 g au début). Diminuer les frottements, surtout avec des couteaux horizontaux et des pivots sur billes fut relativement aisé ; mais il apparut alors que cette forme de bras, déportant son centre de gravité, comme l'indique la figure 2, n'était pas stable, latéralement. D'où l'obligation de veiller à l'horizontalité du plateau, et l'adoption d'un dispositif compensateur réglable ramenant le centre de gravité au voisinage des articulations sur l'axe du bras (fig. 2). Cela compliquait pas mal la construction, sans que les usagers en tirent, souvent, tout le parti possible (l'équilibrage latéral étant assez fastidieux) ; au point que « S.M.E. » simplifia quelque peu sa conception, pour la « série II », dite « Improved ». Et, puisqu'un équilibrage latéral précis ne paraissait pas indispensable ; il y eut beaucoup de constructeurs, pour s'orienter vers un compromis passe-partout.

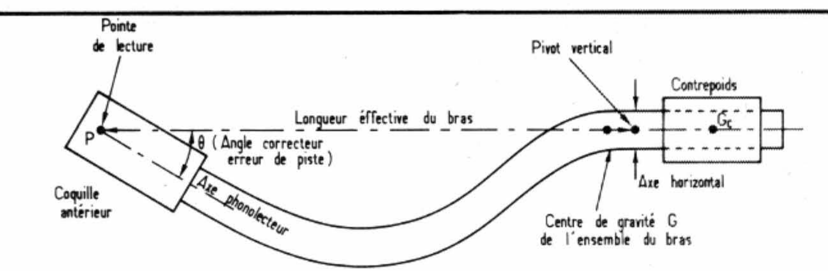


Fig. 3. — Schéma d'un bras de lecture à double courbure (en « S » ou « Col de cygne »). Cette forme permet très sensiblement d'aligner P, V et G_c : le centre de gravité de l'ensemble du bras se situe au voisinage de l'axe, et il en résulte, presque automatiquement, un assez bon équilibre latéral. La forme est esthétique et autorise facilement de rapprocher la pointe de lecture du bord du plateau (il existe encore des tourne-disques automatiques à 33 et 45 t/mn aux mécanismes plus simples que ceux des véritables « changeurs » ; mais demeurant soumis aux mêmes obligations). Comme en figure 2, la longueur du bras tubulaire est allongée et sa raideur affectée par les courbures (surtout en torsion). Quoi qu'il en soit, cette forme a toujours beaucoup de succès et trouve encore des adeptes ; sans doute par son équilibre latéral à peu près automatique. En 1961, Ortofon s'en fit le défenseur avec son bras « SMG » de 21 cm, qui pouvait, paraît-il, travailler sans problème sur un plateau incliné de 30° sur l'horizontale ? Des résultats similaires auraient sans doute été obtenus d'un bras rectiligne : la fabrication eut été simplifiée, mais il y avait la pression de la mode, et aussi la nécessité de répondre de façon originale à la concurrence de « S.M.E. », qui faisait grand cas de son équilibre latéral.

3° Les bras de lecture en col de cygne ou en « S » (fig. 3) :

La nouvelle répartition des masses, résultant de la double courbure, aligne pratiquement la pointe de lecture sur l'axe du contrepoids arrière, avec pour résultat de replacer le centre de gravité de l'ensemble au voisinage du point d'intersection des axes horizontal et vertical. Un équilibre latéral approximatif est ainsi obtenu, généralement suffisant ; mais au détriment de la rigidité du bras. Quoi qu'il en soit, une forme aux indéniables qualités esthétiques et qui conserve beaucoup d'adeptes (il est curieux de voir « S.M.E. » l'adopter pour ses bras les plus récents, et les plus perfectionnés, de sa « Série III », tout en conservant un réglage de l'équilibre latéral. Il compte peu d'imitateurs, parmi ses concurrents s'adressant, comme lui, à l'élite des « audiophiles »).

Et voici pour les formes, à peu de choses, on se ramène toujours aux trois présentations fondamentales précédentes. Quant aux matériaux utilisés pour fabriquer les bras de lecture, il semble assez naturel que l'on s'oriente vers des produits réunissant faible densité et forte raideur spécifique (ou si l'on préfère grand module d'Young) et, si possible, un amortissement interne appréciable. D'où l'utilisation de bois bien choisis (pour des bras rectilignes), légers, rigides, peu ré-

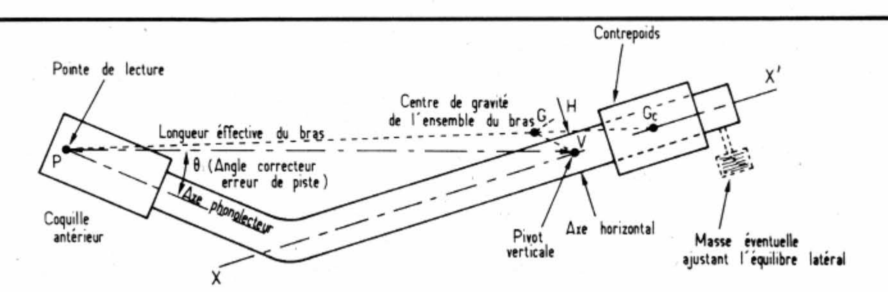


Fig. 2. — Schéma d'un bras de lecture coudé, à simple courbure et contrepoids, comme le marché en offre de multiples exemples. Les constituants sont repérés, comme en figure 1. Pour une même longueur effective, le bras tubulaire s'en trouve allongé (inertie légèrement accrue) et sa raideur diminuée, en raison du coude. Par contre, il apparaît que cette disposition permet de rapprocher notablement P du bord du plateau, sans nuire à l'esthétique habituelle, qui exige que X'X soit parallèle à l'un des bords de la platine-support. D'où avantage certain simplifiant le mécanisme des changeurs automatiques lesquels, à notre avis, sont à l'origine de l'adoption de cette forme, qui eut tant de succès. Toutefois, lorsqu'on place le centre de gravité de l'ensemble de manière à obtenir la force d'application désirée, on a nécessairement GV > GH. D'où un déséquilibre latéral supérieur à celui de la figure 1. En conséquence, les constructeurs de bras très soignés (tel S.M.E., Modèles I et II) furent amenés à introduire, au moins une masse compensatrice (du côté de l'axe opposé à G), pour ramener au voisinage de V le centre de gravité de l'ensemble du bras (servant aussi, le plus souvent, à régler la force d'application). Ce raffinement fut de plus en plus nécessaire, lorsque s'allégèrent considérablement les coquilles antérieures et les cellules phonolectrices et que diminuèrent leurs forces d'application. Il faut admettre que nous vivons encore, très souvent, avec des bras pensés, d'origine, pour des coquilles antérieures de l'ordre de 30 g (« Ortofon », même avec ses capteurs stéréophoniques « SPU »), et des forces d'application comprises entre 30 et 50 mN.

sonnants : on se souvient sans doute du fameux « Pritchard », en noyer (adopté par « A.D.C. » ; et, vers 1965, Garrard n'hésitait pas à équiper d'un bras en Afrormosia (voisin du bois de rose) sa table de lecture semi-professionnelle « LAB.80 ». Actuellement, on use surtout de métaux légers, tels que magnésium, titane, aluminium (dont la raideur naturelle est considérablement augmentée par traitement superficiel approprié), mais aussi de fibres de carbone, généralement associées à un liant de résines époxydes. Chaque constructeur a sa formule particulière et toutes bonnes raisons de la défendre. En général, aujourd'hui, la poutre tubulaire cylindrique est à l'honneur ; mais certains préfèrent en varier légèrement le diamètre pour constituer un tronc de cône allongé, en principe plus raide (on retrouve la même attitude chez les fabricants de phonolecteurs pour la forme des leviers porte-pointes).

Fonctions dynamiques du bras de lecture

1° Considérations générales : l'ensemble « bras plus phonolecteur »

En premier lieu, il est évident que l'on ne saurait dissocier le phonolecteur du bras de lecture : l'un est conçu à l'intention, et en fonction des possibilités de l'autre. En première analyse, le bras de lecture doit déplacer la pointe de lecture à la surface du disque, en n'exerçant qu'un minimum de contraintes sur le dispositif transducteur du phonolecteur (par rapport auquel il devrait se comporter comme repère fondamental), en conservant cependant suffisamment de liberté, pour absorber les accidents de parcours, susceptibles de provoquer des déplacements d'assez notable amplitude (heureusement à faible vitesse) ; dus, soit à l'excentricité des disques (1 par tour) ou à leur voilement (la fréquence pouvant alors atteindre 4 à 5 Hz, avec 0,6 à 0,8 cm/s de vélocité).

Nous avons donc schématisé (fig. 4) les composants essentiels de l'ensemble « Bras plus phonolecteur ». Cela dit, la gravure qui, si le disque était parfaitement rigide, imposerait sa vélocité à la pointe de lecture P, doit être assimilé à un générateur de courant (pour la modélisation analogique, par éléments discrets de la figure 5) qu'il faudra shunter par les éléments C_s et R_S, représentant respectivement l'élasticité et la résistance mécanique de la résine vinylique. On connait assez mal R_S ; par contre, bien que C_S dépende dans une certaine mesure (lois de Hertz) du rayon de la pointe et de la valeur de la force verticale d'application,

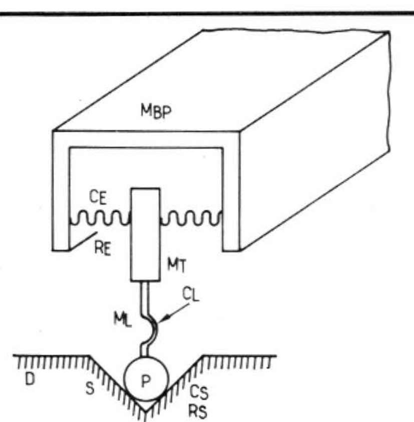


Fig. 4. – Représentation très schématique des composants mécaniques de l'ensemble « disque + phonolecteur + bras de lecture », valable pour toutes espèces de transducteurs. La pointe de lecture P est mue par le sillon S du disque D, qui possède une élasticité et une résistance propres C_S et R_S. P actionne le mécanisme transducteur de masse M_T par un levier porte-pointe de masse M_L et d'élasticité C_L ; quant au mécanisme transducteur il est lié à la masse M_B du bras, telle qu'elle apparaît à la pointe de lecture par l'élasticité C_E et la résistance R_E de la monture de l'équipage mobile. R_{BP} est la résistance des frottements du bras.

on peut adopter pour C_S la valeur 25 nm/mN ($2{,}5.10^{-8}$ cm/dyne).

Cela dit, explicitons concrètement le rôle des éléments de la figure 4. La gravure du sillon impose sa vélocité V_S à la pointe de lecture P, qui transmet ses déplacements à l'armature transductrice (aimant mobile, fer mobile, bobine mobile, cristal piézoélectrique etc.), de masse M_T, par l'intermédiaire du levier porte-pointe (masse M_L et élasticité C_L). C_L s'oppose à ce que l'intégralité de la vélocité de P atteigne M_T, c'est la raison pour laquelle C_L apparait en shunt sur l'équivalent analogique de la figure 5. En général, on négligera C_L ; car les constructeurs de phonolecteurs prennent toutes mesures utiles pour que le levier porte-pointe soit aussi raide que possible (traitement superficiel et choix du métal, tube tronconique ou à sections télescopiques, au besoin rubis ou diamant), tout en réduisant la perte de vélocité dans M_L (levier très léger). M_T est couplé élastiquement à son boîtier, donc au bras, auquel il est rigidement lié, par l'élasticité C_E de l'équipage mobile (nous admettrons, pour simplifier, qu'elle a même valeur, latéralement et verticalement), toujours associée à un élément dissipatif, plus ou moins important, R_E. Là encore, C_E dérive une partie de la vélocité v_1 de M_T (en notation complexe), dont seule la fraction v_2 intéresse la masse M_{BP} du bras de lecture (vue de la pointe) et l'élément dissipatif associé R_{BP}. Ce qui importe, pour caractériser la tension de sortie du phonolecteur (qu'il soit transducteur de vélocité ou d'amplitude) est la vélocité relative de M_T par rapport au bras, donc à M_{BP} ; c'est-à-dire (avec les sens choisis) la différence $v_1 - v_2$. Or au nœud A (fig. 6 ou 7), on lit avec les sens adoptés :

$$v_1 = v_2 + v_3 \text{ ; donc}$$

$$\boxed{v_3 = v_1 - v_2}$$

D'où ce résultat, assez surprenant, que c'est finalement la vélocité v_3 au travers de la liaison élastique C_E de l'équipage mobile, qui en caractérise les performances électriques utilisables.

2° Evaluation de la masse efficace du bras, M_{BP}, vue de la pointe de lecture :

Cette grandeur est très importante ; car elle motive les efforts actuels, pour perfectionner les bras de lecture, et mieux les adapter aux possibilités mécaniques des phonolecteurs.

Par définition, M_{BP} est la masse qu'il faudrait concentrer à la pointe de lecture, pour obtenir le même moment d'inertie (par rapport à l'axe de rotation considéré) que celui, résultant de la répartition des diverses masses constituant le bras. Donc, il n'y aura pas une seule valeur de

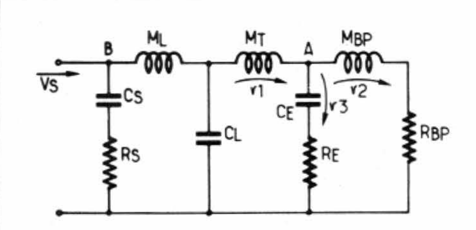


Fig. 5. – Modélisation mécano-électrique des éléments représentés en figure 4. (Analogie dite d'Olson : tension = force, intensité = vitesse).

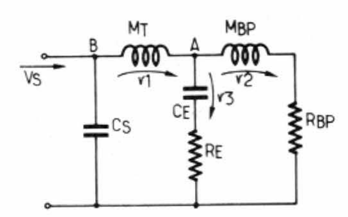


Fig. 6. – Version réduite de la figure 5, pour une caractérisation simplifiée des inter-actions « phonolecteur-bras de lecture ». Les éléments supprimés sont tels que leur ordre de grandeur habituel influe relativement peu sur la répartition des vélocités au travers des mailles de la figure 5, où il importe surtout de préciser v_1 au travers de M_T et v_3 au travers de C_E.

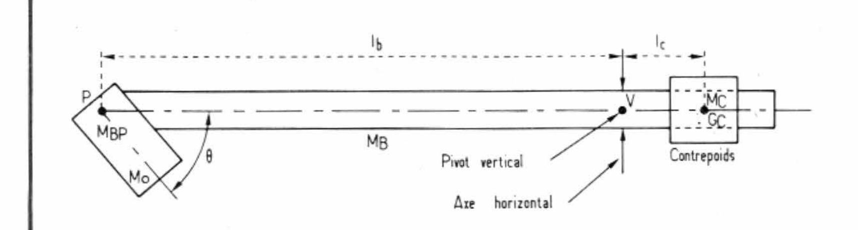


Fig. 7. – Représentation schématique d'un bras rectiligne, aux deux axes situés dans un même plan vertical, avec les éléments servant au calcul de sa masse dynamique efficace M_{BP}, vue de la pointe de lecture. Le type des calculs effectués serait également valable, avec un bras « unipivot ».

M_{BP} ; car il arrive souvent que les moments d'inertie autour des axes vertical et horizontal soient inégaux (peut-être, est-ce même souhaitable). Pour simplifier, nous supposerons l'égalité des deux moments d'inertie et, puisque la grande diversité de formes des bras, rendrait les calculs inutilement pénibles, nous raisonnerons dans le cas très simple de la figure 7 (contrepoids cylindrique, masse M_o de la coquille antérieure porte-phonolecteur concentrée en P ; nous supposerons aussi la masse M_C du contrepoids concentrée en son centre de gravité G_C, et négligerons la contribution de la partie du bras portant le contrepoids). Dans M_{BP}, entre de plein droit et totalement la masse M_P du phonolecteur. Finalement, usant de formules connues, et légèrement simplifiées, on peut écrire (l_B étant la longueur effctive du bras) :

$$M_{BP}\,(l_B)^2 = (M_o + M_p) \cdot (l_B)^2 + (M_B/3) \cdot (l_B)^2 + M_C \cdot (l_C)^2$$

où M_B représente la masse totale de la poutre rectiligne constituant le bras. Finalement :

$$M_{BP} = M_o + M_p + M_B/3 + M_C \cdot (1_C/1_B)^2$$

Si nous commençons par supposer le bras en équilibre statique, il faut avoir :

$$(M_o + M_p) \cdot l_B + (M_B/2) \cdot l_B = M_C \cdot l_C \text{ ; d'où } (l_C/l_B) = (M_o + M_p + M_B/2)/M_C \text{ ;}$$

ce qui permet d'achever le calcul de M_{BP}, à laquelle le bras, proprement dit, contribue pour la M'_{BP} :

$$M'_{BP} = M_o + M_B/3 + M_C \cdot (l_C/l_B)^2 \text{ ;}$$

la masse totale du bras équipé étant :

$$M_o + M_p + M_B + M_C.$$

Pour réduire la contribution du bras, on voit immédiatement qu'il faut réduire M_o (monture ou coquille, remplacée par une languette métallique, fixer le phonolecteur par des vis en nylon, plutôt qu'en métal ; éliminer de M_o toute pièce augmentant la masse à grande distance du pivot : par exemple le connecteur, avec embout bloqué par collerette vissante, tant apprécié des discophiles aimant changer leur phonolecteur – à l'intention de ces perfectionnistes la solution consiste (« S.M.E. », « Thorens », « Technics »...) à remplacer la totalité de la poutre, constituant le bras, et reporter le connecteur au voisinage immédiat des axes, où il contribuera peu au moment d'inertie total). De même (l_C/ l_B), intervenant par son carré, il y aura intérêt à réduire ce facteur, donc augmenter M_C ; mais cela ne va pas sans quelques inconvénients : augmentation de la masse totale du bras, donc de la charge des pivots, qui en accélère l'usure. Finalement, le constructeur devra accepter un compromis, en fonction des impératifs dynamiques, qui vont se faire jour (conserver une rigidité suffisante à la poutre principale – certains bras actuels manifestent quelques insuffisances en torsion – ne pas trop accroître M_C – découvrir un ingénieux moyen de soulager les pivots : répulsion magnétique, coussin pneumatique...). On se demande parfois, si tant de complications sont justifiées ; alors qu'obtenir, du premier coup, un disque parfaitement plan, est presqu'aussi improbable que gagner à la Loterie (quiconque possède une collection, remontant aux premiers microsillons peut examiner quelques archives de cette époque : ces disques étaient plans, le sont demeurés et tiennent encore très bien le coup, bien qu'ils aient été joués souvent, avec des forces d'application dépassant 50 mN).

Exemples numériques (sans souci de rigueur, simplement pour évaluer des ordres de grandeur, à partir d'éléments inspirés de réalisations réelles) :

a) Bras assez ancien tubulaire en aluminium (densité 2,7) traité, diamètre externe et interne respectivement 9,5 et 8,5 mm, l_B = 230 mm M_o = 6 g, M_c = 90 g ; pour M_p on choisira une valeur moyenne : 6,75 g.

On trouve successivement :

$$M_B = \frac{\pi}{4}(0{,}95^2 - 0{,}85^2) \times 23 \times 2{,}7 = 8{,}7792 \text{ g}$$

$$l_C/l_B = (6 + 6{,}75 + 4{,}3896)/90 = 0{,}1904$$

$$M'_{BP} = 6 + 90 \times 0{,}1904^2 + 8{,}7792/3 = 12{,}1905 \text{ g}$$

D'où finalement, la masse efficace du bras, vue de la pointe de lecture :

$$M_{BP} = 12{,}1905 + 6{,}75 = 18{,}9405 \text{ g.}$$

Sans raffiner outre mesure, ce bras présente à la pointe de lecture une masse efficace de 18,95 g.

b) Bras de conception nouvelle, tubulaire, en aluminium traité, (densité 2,7), mais avec pour diamètres externe et interne, respectivement 7 et 6,2 mm, l_B = 230 mm ; par contre M_o = 1,5 g (monture ultra-réduite, « vestigiale », selon les perfectionnistes), M_C = 70 g et M_p = 6,75 g.

On trouve comme précédemment :

$$M_B = \frac{\pi}{4}(0{,}70^2 - 0{,}62^2) \times 23 \times 2{,}7 = 5{,}1505 \text{ g}$$

$$l_C/l_B = (1{,}5 + 6{,}75 + 2{,}5752)/70 = 0{,}1546$$

$$M'_{BP} = 1{,}5 + 70 \times 0{,}1546^2 + 5{,}1505/3 = 4{,}8909 \text{ g}$$

Et, finalement, la masse efficace du bras vue de la pointe de lecture :

$$M_{BP} = 4{,}8909 + 6{,}75 = 11{,}6409 \text{ g.}$$

Admettons 11,65 g et cela permet d'apprécier le gain apporté par la nouvelle construction ; tout en déplorant que la masse propre du phonolecteur en constitue maintenant la part la plus importante. Quoi qu'il en soit, les gains sont notables ; si nous songeons, qu'au moment où apparurent les disques stéréophoniques, on considérait comme parfaitement admissible, sinon souhaitable, une masse efficace M_{BP} de l'ordre de 30 à 40 g.

Il reste à ajuster la force d'application (20 mN par exemple). Cela peut s'obtenir, soit par un déplacement du contrepoids arrière, se rapprochant de l'axe horizontal (ce qui diminuera légèrement l'inertie) : 6,6 mm suffiront et cette fois la masse efficace M_{BP} se réduit à 11 g ; soit par rapprochement du phonolecteur d'une masselotte auxiliaire maintenue au voisinage de l'axe pendant l'équilibrage statique. Cette méthode augmente visiblement l'inertie en même temps que la force d'application ; ce que l'on considère, aujourd'hui, souhaitable. La première méthode se rencontrait chez Ortofon, elle est continuée par « S.M.E. » avec une légère variante ; quant à la seconde (utilisée par Pierre Clément pour ses premiers bras destinés aux microsillons), on la retrouve assez souvent aujourd'hui (Thorens, Dual, Lurne...).

(A suivre)

R. LAFAURIE

Le filtrage selon KEF Electronics:

une conception globale

En matière d'enceintes acoustiques, la recherche fondamentale et appliquée pèse d'un poids de plus en plus considérable dans la conception des produits. De façon souvent peu visible : après tout, extérieurement, rien ne ressemble plus à une enceinte acoustique qu'une autre enceinte acoustique. Pourtant, comme en d'autres domaines – et pour quelle raison en aurait-il été autrement ? – l'informatique en particulier a accompli, chez un petit nombre de constructeurs, sa nécessaire révolution. En transformant de fond en comble les méthodes de mesure et d'analyse, comme de fabrication et de contrôle de la qualité des haut-parleurs et enceintes acoustiques, elle a d'ores et déjà creusé aussi un véritable fossé technologique entre constructeurs. Fossé qui ne fera que s'agrandir puisque déjà l'on voit poindre, pour les années à venir, l'idée d'une incursion massive de la microélectronique qui rendra les enceintes acoustiques « intelligentes ».

Cette évolution inéluctable reste cependant assez mal perçue du grand public qui en recueille les fruits. Et pour cause : déjà difficilement admise par la majorité des constructeurs, elle ne rencontre guère d'écho dans la presse « spécialisée », plus soucieuse de vanter que d'informer.

C'est sans doute pour pallier cette carence que le constructeur britannique Kef Electronics a décidé, voici quatre ans, de publier à intervalle régulier un bulletin technique baptisé « Keftopics », écrit collectivement et consacré tout entier aux divers aspects du développement, de la conception et de l'utilisation des enceintes acoustiques. Avec tout le sérieux qui est propre à la firme puisque Kef s'est même dotée d'un atelier de composition et d'impression. Une telle démarche n'est cependant pas nouvelle. Mais jusqu'à présent, seules les plus grandes firmes mondiales avaient pour habitude de publier une revue consacrée aux résultats des recherches entreprises dans leurs laboratoires : tels le « Bell Journal », la « Revue de la Thomson-CSF », l'« Hitachi Review », etc. Et, dans le cas des Keftopics, il ne s'agit pas tant de promouvoir des recherches internes que de porter à la connaissance du public l'état d'une technologie ou de faire le point d'une technique.

Aujourd'hui, « Keftopics » compte une dizaine de numéros. Le dernier en date, qui fait l'objet de notre attention, est consacré aux filtres de croisement.

Dès l'abord, l'idée force est annoncée puisque, en sous-titre, il est précisé que le filtre séparateur fait partie intégrante de la conception d'une enceinte acoustique, au même titre que les haut-parleurs ou l'ébénisterie. A cet égard, on peut même dire que le filtre séparateur est à l'enceinte acoustique ce que le chien de berger est au troupeau. Comme tel, son rôle est en effet multiple : rassembler en un ensemble homogène les divers haut-parleurs et en conséquence impartir à chacun une bande de fréquences précise ; protéger ces derniers de l'amplificateur en leur évitant des déplacements trop importants, les corriger s'il y a lieu afin de linéariser des caractéristiques d'amplitude et de phase irrégulières, les adapter les uns aux autres et à l'amplificateur, en niveau et en impédance ; compenser enfin les variations toujours possibles d'un même type de haut-parleur d'une enceinte à l'autre. Il va sans dire que la satisfaction de ces diverses exigences passe d'abord par leur reconnaissance. Or il faut bien dire que beaucoup d'entre elles sont de découverte récente et dues pour l'essentiel aux progrès accomplis en instrumentation. Pendant longtemps, en effet, le filtrage s'est réduit à adapter par tâtonnements suc-

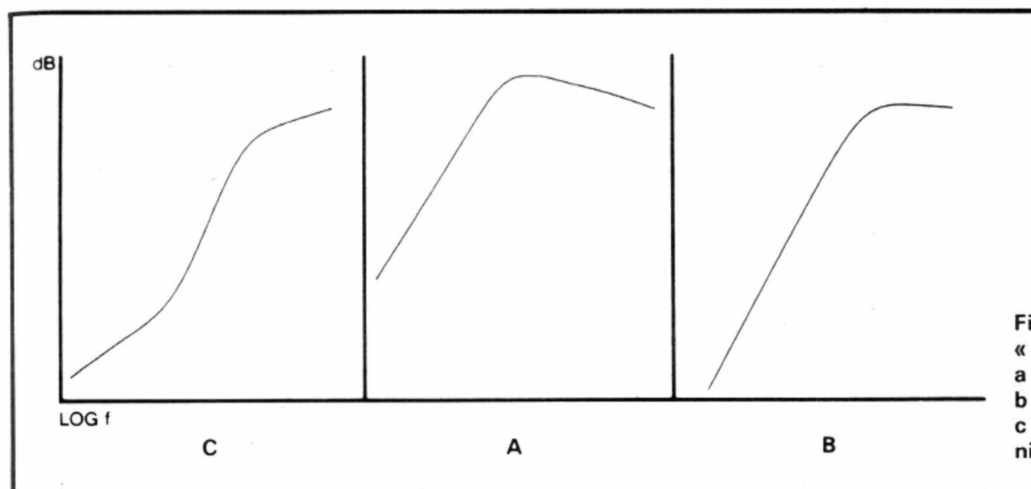


Fig. 1. – Réalisation pratique d'une réponse « cible » pour un haut-parleur d'aigu.
a : réponse du haut-parleur réel.
b : réponse désirée.
c : réponse du filtre nécessaire pour obtenir b à partir de a.

cessifs des réseaux-type, tels que les filtres à impédance constante. De plus, les préoccupations des concepteurs étaient tout entières tournées vers la linéarisation de la réponse en fréquence dans la bande de fréquences de travail du haut-parleur. Ainsi, si un haut-parleur médium devait couvrir la bande 500 Hz à 3000 Hz, le filtre se chargeait d'éliminer les seuls accidents intervenant dans cette bande, et nulle part en deça ou au-delà (puisque le filtrage éliminait en principe les fréquences hors bande). C'était oublier que le haut-parleur lui-même est un filtre puisque inapte à couvrir toute la bande des fréquences utiles au spectre audio. On se souviendra en particulier du fait que, dans la grande majorité des cas, un haut-parleur peut s'assimiler à un filtre passe-bande du deuxième ordre : ce qui veut dire que ses pentes de coupure haute et basse avoisinent 12 dB par octave et surtout que la réponse en phase qui lui est associée s'altère considérablement.

Si l'on admet par exemple que notre haut-parleur médium cité plus haut dispose d'une bande passante s'étendant de 125 Hz (fréquence de coupure basse) à 6000 Hz (fréquence de coupure haute), l'application stricte de la théorie, au moyen d'un filtre du premier ordre (6 dB par octave) à points d'inflexion situés à 500 Hz et 3000 Hz conduira effectivement à des pentes de coupure de 6 dB par octave de 125 Hz à 500 Hz et de 3000 Hz à 6000 Hz, mais de 18 dB par octave en deça de 125 Hz et au-delà de 6000 Hz. Résultat qui, à première vue, peut sembler sans gravité : on peut en effet calculer qu'à 125 Hz, la contribution du médium sera de l'ordre de 18 % du niveau de pression total au lieu des 25 % prévus, ce qui entraînerait en principe une variation faible du niveau à cette fréquence, 0,6 dB environ. A 6000 Hz, en revanche, le problème se poserait avec peut-être plus d'acuité : c'est à 35 % que se monterait la contribution du médium, au lieu des 50 % prévus. Mais là encore l'irrégularité en niveau ne dépasserait guère 1,4 dB... N'allons pas plus loin : tout ceci s'avère complètement faux, car il est nécessaire dans un tel cas de prendre en compte les caractéristiques de phase du haut-parleur. Celles-ci amènent à 125 Hz comme à

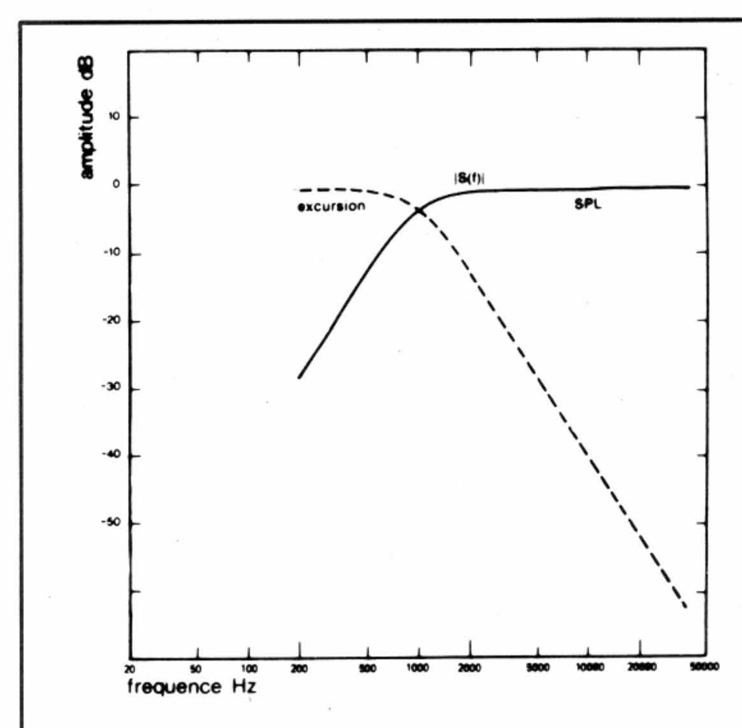
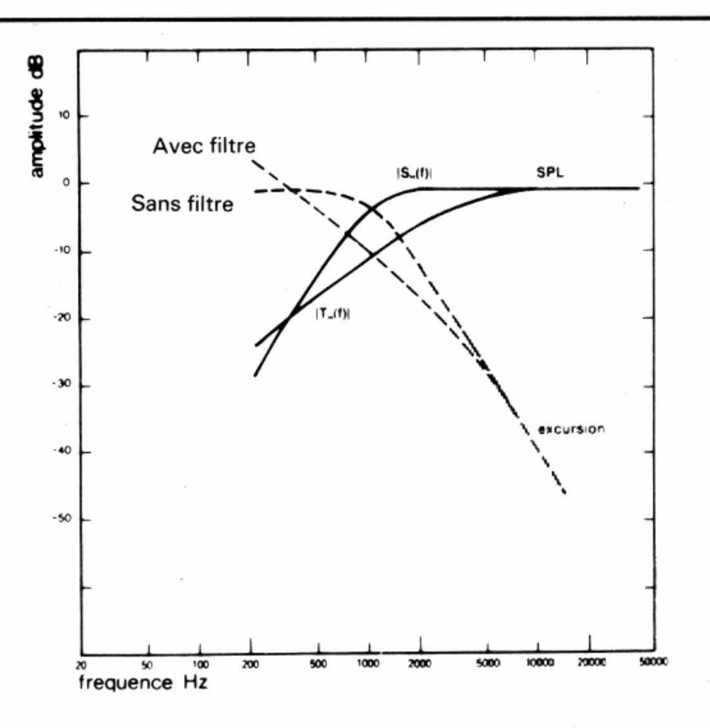


Fig. 2. – a : réponse en amplitude et déplacement d'un haut-parleur d'aigu de fréquence de résonance 1 kHz (on notera la pente d'atténuation de 12 dB/octave en dessous de 1 kHz)



b : effet d'un filtre passe-haut du premier ordre à point d'inflexion situé à 3 kHz sur la réponse en amplitude et le déplacement du haut-parleur de la figure a.

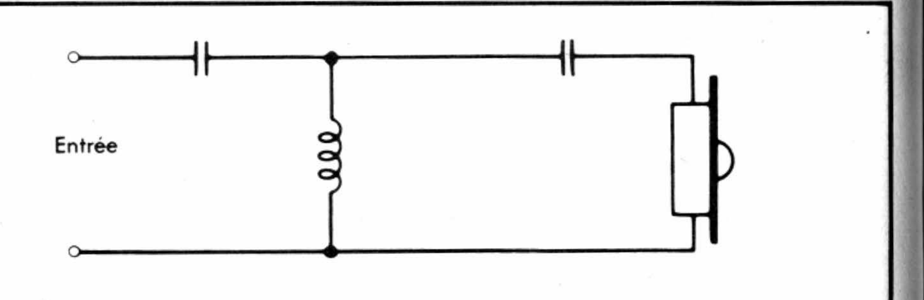
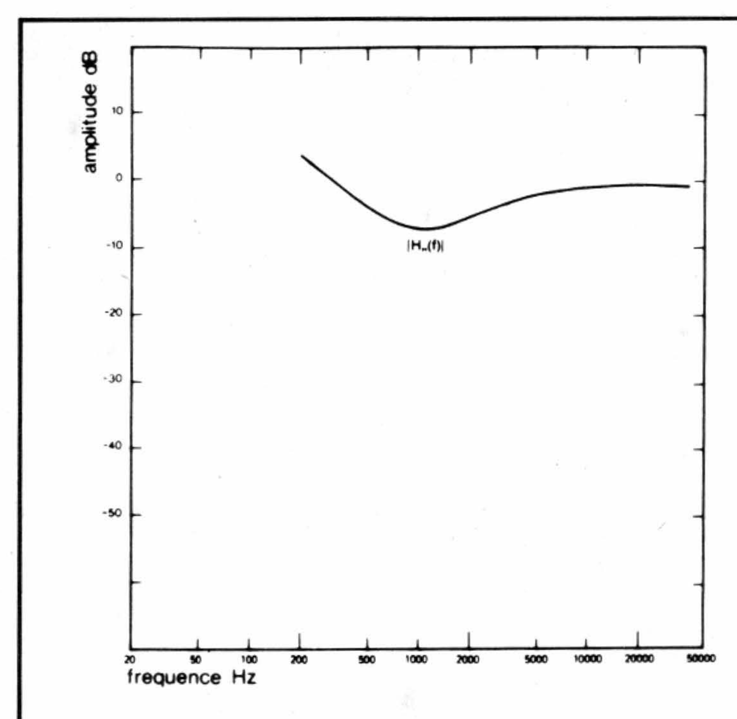


Fig. 4. – Filtre du troisième ordre de type butterworth.

6000 Hz des différences de phase entre haut-parleurs (grave-médium et médium-aigu) de l'ordre de 180°. Dès lors, à 125 Hz, c'est une chute de niveau de quelque – 5 dB qu'il faut attendre, et à 6000 Hz, c'est un « trou » d'amplitude de 16,5 dB... On voit donc ainsi combien la connaissance précise des caractéristiques d'un haut-parleur est nécessaire à l'élaboration du filtre. Et à la condition toutefois, comme le rappelle Kef, que ce haut-parleur soit à « déphasage minimal », c'est-à-dire que la variation de phase y soit une fonction linéaire d'amplitude. Or tous les haut-parleurs ne tombent pas automatiquement dans cette catégorie. Ceux de Kef sans aucun doute, comme ceux de la majorité des constructeurs, mais rappelons pour mémoire que les haut-parleurs bicônes, ceux faisant usage de lentille de diffraction ou dispersion sont rarement des systèmes à déphasage minimal.

Une fois les caractéristiques d'un haut-parleur connues et prises en compte, on s'aperçoit combien il devient difficile d'en obtenir le filtrage prévu par la théorie. Nous l'avons vu plus haut, adapter un passe-bande du premier ordre sur un haut-parleur médium ne donne en aucun cas un passe-bande acoustique du premier ordre, mais bel et bien un filtre de typologie hybride, à pente de coupure variable en fonction de la fréquence. Or l'important en la matière est non pas tant d'obtenir un filtre parfait mais un haut-parleur filtré dont la réponse en amplitude se conforme parfaitement à la théorie. Pour ce faire, Kef a adopté depuis quelques années une méthode d'approche plus rationnelle qui consiste à définir d'abord le résultat que l'on veut obtenir (c'est le concept de « fonction cible »), lui comparer la réponse du haut-parleur dans ses conditions d'utilisation sans son filtre (mais monté dans son enceinte), et obtenir ainsi par différenciation la réponse résultante du filtre idéal. Il s'avère ainsi que ce filtre idéal s'éloigne considérablement des structures habituellement utilisées, du type butterworth, en particulier. Les filtres ainsi obtenus se rapprochent en effet des structures de type « Cauer » dont la particularité est de comporter des zéros de transmission (fréquences pour lesquelles il n'apparaît aucun signal en sortie du filtre), laissant la possibilité de modifier, au gré du concepteur, les pentes de filtrage en fonction de la fréquence. Ce qui permet d'obtenir en retour une réponse du haut-parleur filtré qui se rapproche autant que faire se peut des structures de type butterworth qui ont pour avantage essentiel de n'introduire aucune irrégularité d'amplitude en bande passante.

Reste évidemment une question en suspens : quel type de filtre choisir comme cible, ou résultat à atteindre ? Plus généralement, est-il préférable et désirable d'obtenir du haut-parleur filtré une réponse en amplitude qui se rapproche de filtres du premier ordre (6 dB/ octave), du deuxième (12 dB/ octave), du troisième (18 dB/ octave), du qua-



c : réponse en amplitude du filtre actif nécessaire pour obtenir du haut-parleur de la figure 2 a une réponse du premier ordre en-deça de 3 kHz.

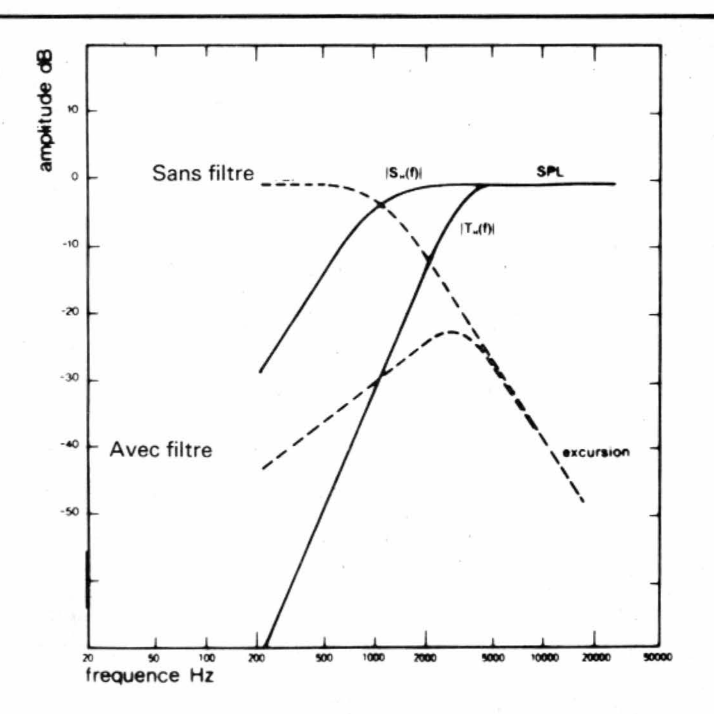


Fig. 3. – Effet d'un filtre donnant au haut-parleur de la figure 2 une réponse en amplitude équivalente à celle d'un filtre de troisième ordre centré à 3 kHz. On notera le moindre déplacement qui en résulte.

Fig. 5. – Réponses en amplitude et en phase d'un haut-parleur d'aigu alimenté au travers d'un filtre du troisième ordre de type butterworth. En pointillé, on trouve les réponses en amplitude et en phase du filtre chargé non plus par un haut-parleur mais par une charge résistive.

Fig. 6. – Réalisations pratiques du filtre nécessaire pour obtenir du haut-parleur une réponse en amplitude équivalente à celle d'un filtre du troisième ordre de type Butterworth.

trième (24 dB/ octave) ou d'un ordre plus élevé encore ? Là encore, la réponse de Kef est claire. Celle-ci, encore une fois, ne peut être donnée sans tenir compte des caractéristiques d'un haut-parleur. Si l'on se souvient que ce dernier est un passe-bande du deuxième ordre, il devient clair qu'une réponse du premier ordre obligera à « booster » le haut-parleur, c'est-à-dire à lui fournir une amplification supplémentaire, en deça ou au-delà d'une certaine fréquence. Ce qui implique nécessairement l'usage de filtres actifs. Et est extrêmement préjudiciable au haut-parleur puisqu'on l'oblige ainsi à un déplacement supérieur à celui dont il est capable. Quant aux réponses du deuxième ordre, elles impliquent soit l'absence de filtre avec les inconvénients déjà cités que cela suppose, soit des filtres du deuxième ordre à pente de coupure nulle en deça ou au-delà d'une certaine fréquence. Ces filtres sont bien entendu parfaitement réalisables, mais laissent encore une fois le haut-parleur sans protection dans leur déplacement dans certaines bandes de fréquence. Restent donc les seuls filtres caractéristiques de réponse du troisième ou du quatrième ordre. Le choix de l'un ou de l'autre, indépendamment de toute considération de coût, n'est pas simple. Essentiellement, c'est le problème des caractéristiques directionnelles dans le plan vertical qui peut déterminer un choix en faveur du second. Un filtre passe-haut et un filtre passe-bas du quatrième ordre ont en effet une différence de phase nulle et constante en fonction de la fréquence. Or c'est lorsque la différence de phase entre haut-parleurs est nulle que l'on obtient le niveau d'amplitude maximal. Donc l'axe d'émission de l'enceinte demeurera stable. Dans le cas de filtres du troisième ordre, leur différence de phase, quoique constante, est de 90°. Cela est sans im-

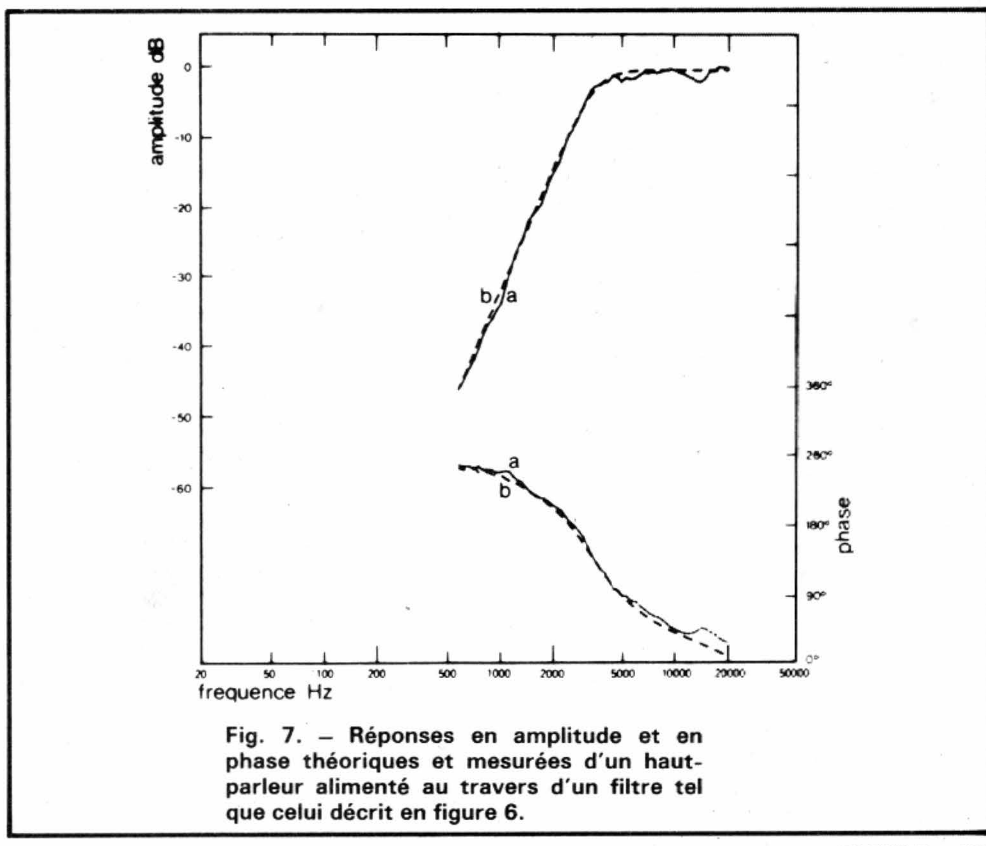


Fig. 7. – Réponses en amplitude et en phase théoriques et mesurées d'un haut-parleur alimenté au travers d'un filtre tel que celui décrit en figure 6.

portance à des fréquences éloignées de la fréquence de coupure puisque les caractéristiques directionnelles dépendent du haut-parleur qui fonctionne (grave, médium, ou aigu). Mais au voisinage de la fréquence de coupure où deux haut-parleurs se chevauchent, cette différence de phase entre les émissions va être cause d'un déplacement de l'axe d'émission dans le plan vertical. Kef donne ainsi l'exemple d'une enceinte comportant un haut-parleur grave-médium et un haut-parleur d'aigu effectuant leur regroupement à 3 kHz au moyen d'un filtre du troisième ordre. Etant donné que la distance qui sépare les centres acoustiques des deux haut-parleurs est de 17 cm, l'axe d'émission va se déplacer de 10° **en dessous** de l'axe de mesure ou d'écoute. Par ailleurs, à 10° **au-dessus** de l'axe de mesure, les émissions des deux haut-parleurs vont se retrouver en opposition de phase et s'annuler, provoquant ainsi un trou d'amplitude. Comme le remarque Kef, cette caractéristique souvent ignorée – et pourtant il en est fait mention dans la littérature dès 1964, par la firme Westrex – est de conséquences incalculables sur l'écoute. Car un déplacement de l'axe d'émission vers le sol veut dire que l'on change, pour une bande de fréquences particulière, le rapport de son direct et de son réverbéré qui revient à l'auditeur. Ce qui fait que l'orchestre ou l'instrument reproduit va non seulement changer brutalement de position, mais aussi changer de timbre. On peut cependant minimiser les effets de l'usage d'un filtre du troisième ordre en inversant la position des haut-parleurs, c'est-à-dire en positionnant le haut-parleur de grave au-dessus, par rapport au sol, du haut-parleur d'aigu. Dans ce cas, l'axe d'émission de l'enceinte va se déplacer encore de 10° par rapport à l'axe d'écoute, mais au-dessus et non en dessous. Par ailleurs, ce que ne précise pas Kef, les filtres du troisième ordre possèdent un léger avantage sur les filtres du quatrième ordre : leur réponse en puissance reste constante en fonction de la fréquence, ce que l'on peut peut-être traduire par le fait qu'ils maintiennent, dans l'absolu (c'est-à-dire dans une pièce parfaitement réverbérante) un rapport constant entre son direct et son réfléchi. Alors que les filtres du quatrième ordre présentent une réponse en puissance qui décroît de 3 dB à la fréquence de coupure. Cependant, et c'est ce qui de loin est le plus important, leur réponse en pression demeure parfaitement linéaire.

Tout ce qui vient d'être dit plus haut n'est cependant exact qu'à la condition que les centres acoustiques des haut-parleurs soient parfaitement alignés : c'est rarement le cas puisque, grossièrement, l'on peut situer le centre acoustique d'un haut-parleur au niveau de la bobine mobile. A ce problème précis, il n'existe que deux solutions : rétablir la coïncidence par des moyens physiques, c'est-à-dire en décalant les haut-parleurs les uns par rapport aux autres (ce qui fut fait dans le Kef 105), soit retarder électriquement l'un des haut-parleurs (ce qui est fait dans la récente Kef 101), par des modifications apportées au filtre.

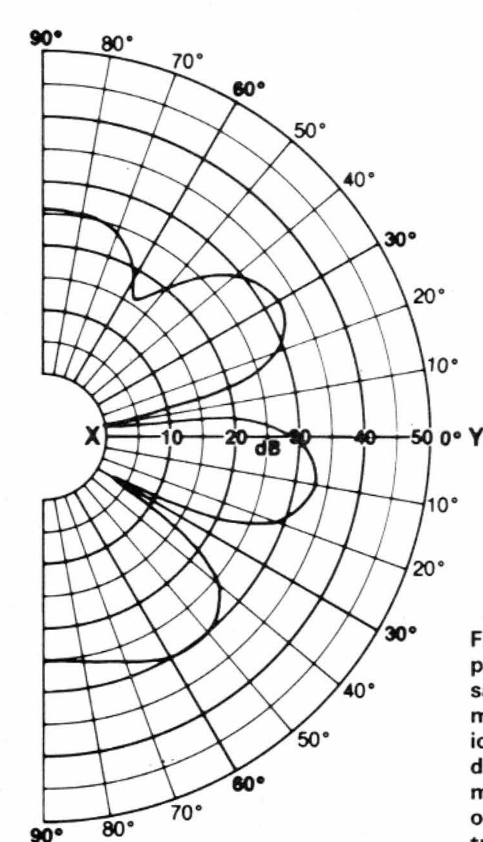


Fig. 8. – Caractéristique polaire dans le plan vertical d'une enceinte deux voies faisant usage de filtres du troisième ordre, mesurée à sa fréquence de recouvrement, ici 3 kHz. On y notera que c'est à 10° en dessous de l'axe xy que l'on obtient le maximum d'amplitude et qu'à + 10°, on obtient au contraire un « trou » d'amplitude.

Il est évident que la prise en compte d'un tel nombre de paramètres pour la confection d'un filtre n'est pas chose aisée. Thicle citait à ce propos l'aphorisme de Dodgson (Lewis Caroll) : « Toute science qui comporte plus de sept variables est un art. » C'est sans doute vrai, mais c'est aussi qu'en ces temps reculés l'ordinateur n'existait pas. De nos jours, les techniques d'optimisation appliquées à l'ordinateur autorisent le maniement simultané d'un nombre bien plus grand encore de variables. Et l'élaboration d'un filtre, si complexe soit-il, passe alors par l'établissement d'un modèle théorique auquel on compare la réponse réelle du haut-parleur filtré. De cette comparaison, l'on extrait l'erreur que l'on cherche ensuite à minimiser en modifiant certains paramètres et en répétant le processus jusqu'à obtenir une erreur nulle avec un nombre de composants minimal.

Les mêmes techniques permettent aussi, et c'est après tout ce qui est important pour l'auditeur, de réaliser en production un appariement parfait de tous les composants, non pas seulement d'une enceinte à l'autre, mais aussi d'un élément quelconque par rapport à un autre, toute variation constatée dans l'un étant compensée par la variation d'un autre.

Que, dans ces conditions, comme le constate Kef dans son bulletin, la réalisation d'une enceinte de haute qualité à grand nombre d'exemplaires ne soit à la portée que d'un petit nombre de constructeurs bien équipés n'est guère étonnant. Tout comme l'amateur doit se résigner à ne pouvoir à aucun moment réaliser une enceinte de qualité par le seul assemblage de haut-parleurs et filtres sélectionnés sur catalogue.

Pierre E. SIRDER

Documentation :
KEF ELECTRONICS.

A l'écoute des futurs enregistrements codes numériquement

A plus ou moins brève échéance, l'enregistrement et le traitement numériques des informations sonores s'imposera aux studios professionnels, et leur restitution, à l'échelle domestique, par le truchement de disques, également codés numériquement, se diffusera très vraisemblablement, d'ici quelques années.

L'enregistrement numérique présentera (toutes questions de normalisation et de fiabilité mises à part) d'énormes avantages sur les actuels procédés analogiques. Le plus immédiatement séduisant, sera sans aucun doute la reproduction de messages musicaux épurés de tous bruits parasites (absence totale de bruit de surface ou de voilement, aucun pleurage, ni ronronnement, ni scintillement, d'origines mécaniques), il sera facile d'atteindre une bande passante de 0 à 20 kHz (à laquelle il faudra toutefois se limiter strictement), tenant dans une fourchette de 0,1 dB, sans jamais dépasser 0,2 % de distorsion totale par harmoniques, avec une dynamique supérieure à 80 dB (un codage par mots de 14 signes binaires, qui semble le plus probable, assurera environ 86 dB de rapport signal/bruit théorique ; le bruit, pratiquement « blanc », étant ici le niveau efficace moyen des résidus aléatoires de quantification. Tout cela paraît extrêmement alléchant. Qui ne voudrait profiter de tels avantages ? Et, cependant, toute médaille a son revers ; car ces avantages (notamment l'énorme dynamique) impliqueront certaines servitudes, auxquelles il faudra se plier (il est également vraisemblable que de nouveaux dispositifs d'asservissement – encore peu usités – les prendront en charge, non sans affecter, temporairement l'idéale qualité sonore promise).

Une expérience londonienne

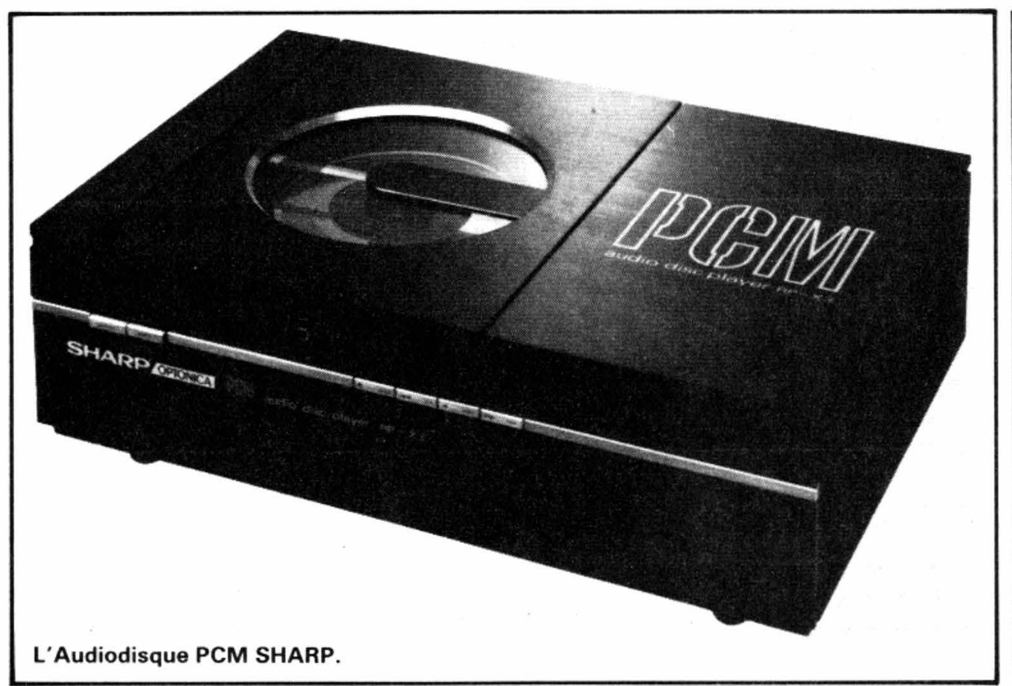
La très grande marge dynamique, attendue des enregistrements numériques, augmentera certainement le réalisme des restitutions musicales, par une très sensible augmentation du rapport « niveau de crête sur niveau moyen » ; lequel niveau moyen définit, normalement, celui de l'écoute, conditionné par le bruit résiduel de l'environnement. L'accroissement considérable des niveaux de crête, qu'il faudra restituer sans écrêtage, entraînera une profonde révision technologique des relations entre amplificateurs et haut-parleurs (ainsi que des normes admises en transmissions radiophoniques, modulées en fréquence).

Afin de faire apprécier ces problèmes, M. Laurie Fincham, ingénieur en chef de la firme « KEF Electronics », se livra à de très intéressantes expériences, en août dernier, à l'occasion d'une communication à la « Section Britannique » de « l'Audio Engineering Society ».

A cet effet, M. Fincham avait enregistré, en mono, dans la chambre anéchoïde des usines « KEF Electronics », à l'aide d'un microphone de mesure « Bruel et Kjaer » (Modèle 4133) et d'un enregistreur numérique Sony, « Modèle 1600 » adopté, en Angleterre, par la B.B.C. et divers autres organismes pour leurs travaux expérimentaux), un roulement de caisse claire terminé par un coup de baguette, sur le fut de l'instrument. Le microphone de mesure, ayant été dûment calibré, son indicateur de crête signala un niveau maximal, dépassant légèrement



Ce lecteur de bandes codées PCM fonctionne avec des cassettes VHS.



L'Audiodisque PCM SHARP.

117 dB à 1 m. Pour restituer ce même niveau sonore à un mètre des haut-parleurs dans la salle de conférence, il fallut associer, côte à côte, deux « KEF105 » (Modèle 2), alimentées par deux amplificateurs « QUAD 405 », aux canaux « bridgés » (travaillant en pont, comme les étages de puissance d'un même push-pull, après inversion de la phase du signal, proposé à l'un des canaux) pouvant chacun fournir 400 W à 8 Ω de charge. Au cours de la démonstration, lors du coup de baguette final sur le fut de la caisse claire, les indicateurs de puissance révélèrent que 800 W avaient été fournis aux deux haut-parleurs. A noter, que les auditeurs ne trouvèrent aucun caractère spectaculaire à ce roulement de caisse claire, et que son niveau ne parut pas excéder la normale. Cette simple démonstration avait pour seul but de prouver qu'un bon enregistrement numérique (ici, avec mots de 16 signes binaires ; donc rapport/bruit, proche de 98 dB), préservant le véritable rapport « niveau de crête sur niveau moyen » imposerait, soit de très puissants amplificateurs, soit d'augmenter notablement le rendement des haut-parleurs (dans le cas du Modèle « KEF105 », le rendement devrait être quadruplé ; ce qui exigerait, eu égard aux lois fondamentales régissant le comportement des enceintes acoustiques, de quadrupler son volume – commercialement peu réaliste – ou d'élever de 38 à 60 Hz sa fréquence de coupure inférieure – celle, où le niveau chute de 3 dB – donc d'abandonner toute prétention à la véritable Haute Fidélité).

Peut-être sera-t-il plus aisé de s'en tirer, en jouant sur la puissance de crête des amplificateurs, qui dépendra du niveau sonore moyen nécessaire, du rendement des haut-parleurs, et du rapport « niveau de crête sur niveau moyen », des messages à restituer. Ce dernier varie avec la fréquence (en général, plus grand aux fréquences élevées) et le genre musical (plus élevé pour la musique classique, que pour les « variétés »). Il se pourrait que cela se traduisit, pour d'évidentes raisons économiques, par la mise au point d'amplificateurs, capables sans distorsion, de très fortes puissances de crête, pendant de courts instants (cela pour la musique classique, et nous remettrons, peut-être, à l'honneur une notion révisée de « puissance musicale », qu'il conviendra de bien préciser).

La sécurité des haut-parleurs

Il était normal qu'un fabricant de haut-parleurs envisage également les répercussions de la restitution d'enregistrements numériques, sur la fiabilité des transducteurs sonores ; autrement dit, sur la puissance électrique qu'ils peuvent admettre sans rendre l'âme (le niveau moyen sera vraisemblablement toujours assez modéré).

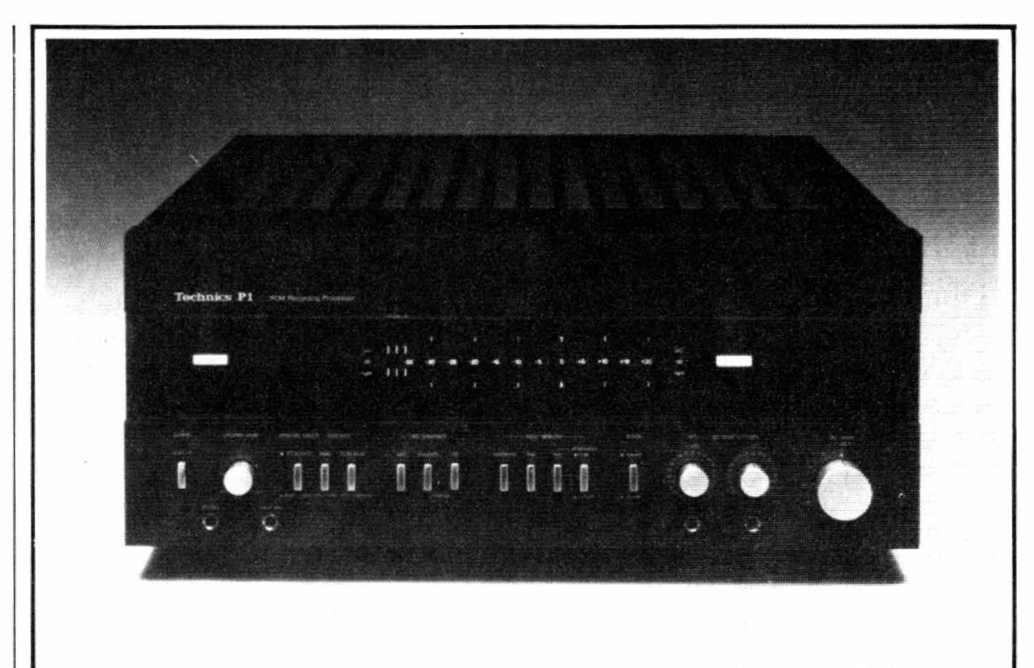
Les dommages que des surcharges peuvent causer aux haut-parleurs sont de deux ordres :

a) Mécaniques : Généralement observés aux très basses fréquences, quand la bobine mobile, ou sa suspension, entre en collision brutale avec les pièces du circuit magnétique à la suite de déplacements d'amplitude exagérée (en relation directe avec les niveaux de crête à transmettre).

b) Thermiques : Généralement observés aux fréquences moyennes ou élevées par surchauffe de la bobine mobile et de son support (problème également étudié par M. Penkov de la Radiodiffusion bulgare). Normalement, en raison de l'inertie thermique des composants, la température d'une bobine mobile croît graduellement ; d'où, il résulte que sa valeur maximale dépend principalement du niveau moyen (en général, les bobines mobiles des haut-parleurs actuels peuvent résister à des températures de 100 à 150 °C, en régime continu) ; ainsi, le même transducteur aigu (tweeter), mis hors service en 100 ms par 100 W,



L'Audiodisque PCM PHILIPS.



Le SH-P1 TECHNICS est un codeur-décodeur PCM habituellement utilisé avec un magnétoscope.

résistera à 8 W pendant une bonne quinzaine de jours. Il est d'ailleurs heureux que les transducteurs aigus n'aient normalement à supporter de fortes crêtes, que pendant de très courts instants, puisque, en général, le rapport, entre niveaux de crête et moyen, croît avec la fréquence.

En conséquence, selon M. Fincham, deux cas sont à considérer :

a) Celui des amateurs de musique classique, pour lesquels le risque est surtout d'origine mécanique ; parce qu'ils devront faire appel à des amplificateurs, doués de très fortes puissances de crête.

b) Celui des amateurs de musique, type « Rock », pour lesquels, le risque est surtout d'origine thermique, en raison du niveau moyen élevé, exigé des transducteurs.

Tout cela suppose également le fonctionnement parfait de l'amplificateur, et qu'il ne se produise aucune surcharge accidentelle. Or, toujours selon M. Fincham, la marge d'errements est très restreinte, quand on alimente, avec des amplificateurs de 400 W, des haut-parleurs, dont les transducteurs aigus peuvent seulement supporter 8 W, en permanence. Et, comme il semble difficile de doter certains des éléments transducteurs, de la possibilité d'admettre, en toute sécurité, les puissances de crête pouvant se présenter, il faudra donc compléter les haut-parleurs de systèmes protecteurs (tels que le circuit « S-Stop » dont « KEF Electronics » équipe ses nouveaux Modèles « 105-2 » et « 101 »), qui intégreront constamment les informations déduites de la température des bobines mobiles, de l'amplitude de leurs déplacements et des tensions de crête, proposées par les amplificateurs. Ces circuits, conçus pour transmettre, sans atténuation, des crêtes de modulation transitoires de l'ordre de 400 W (pour le Modèle « 105 »), interviendront quasi-instantanément, dès l'apparition de conditions dangereuses (évidemment, il ne sera plus question de fidélité, ou de respect du message, durant ces interventions : Sécurité avant tout !

Dans un ordre d'idées assez voisin, dans son Editorial pour « Hi-Fi News » de décembre 1980 (motivé par la conférence de Laurie Fincham), John Crabbe commence à exprimer quelques inquiétudes pratiques, puisque le codage numérique va nous faire entrer dans une ère de respect intégral de la dynamique ; laquelle était toujours plus ou moins comprimée par les systèmes analogiques (ne serait-ce que la saturation des rubans magnétiques ou les limitations dynamiques des graveurs). Ces très courts écrêtages étaient à peine audibles en analogique ; alors qu'une surcharge équivalente, en numérique, serait auditivement horrible (on aurait l'équivalent d'un signal carré) ; donc obligation de s'en préserver (ainsi, le « O VU », de plusieurs enregistreurs numériques est-il 15 dB au-dessous du maximum, au lieu des 3 dB habituels). A cet aspect de la question, va s'ajouter les réactions du voisinage, si les amateurs de Haute Fidélité s'engagent sur la voie de restituer le message musical, au niveau du concert, avec une dynamique fortement accrue. Déjà, une dynamique de 70 dB, tenant compte du bruit résiduel normal de la plupart des appartements, contraindra, soit à rendre les « ultra-pianissimi » inaudibles, ou les « fortissimi » nettement trop intenses. L'idéal serait que l'on put disposer, pour tirer le meilleur parti des nouvelles technologies, d'un système permettant d'ajuster la dynamique, aux possibilités de l'environnement. Cela devrait être possible, par traitement numérique du signal, mais suppose encore une nouvelle normalisation, laquelle sera peut-être imposée sous la pression des usagers. On peut envisager, soit de respecter l'intégrale dynamique à l'enregistrement et à la transcription, laissant aux fabricants d'appareils de lecture, le soin d'offrir à l'usager diverses possibilités de compression ; ou encore (retour à DBX), de comprimer l'enregistrement selon une loi bien déterminée, convenant à la majorité des auditeurs, tout en laissant aux perfectionnistes toute possibilité de récupérer la dynamique originale, avec un décodeur approprié.

Le minidisque Audio TELEFUNKEN.

Autant que nous puissions en juger, si l'on parle déjà beaucoup de l'enregistrement numérique, ce n'est qu'un début très anodin. Nous sommes bien loin d'en avoir terminé, dès qu'il nous faudra apprendre à vivre, en sa compagnie.

Références

Texte de la conférence de M. Laurie Fincham « Loudspeakers for the digital age », aimablement transmis par M.R.E. Cooke, directeur-fondateur de « KEF Electronics, que nous tenons à remercier. Editorial de John Crabbe, dans « Hi-FI News », décembre 1980.

R. LAFAURIE

L'AUDITION

IL est facile de constater que la sensation sonore dépend des caractéristiques physiques des sons. Un son trop faible n'est pas perçu (tic-tac de montre mécanique à une certaine distance) et un son trop fort provoque une gêne (musique dans une discothèque) voire une douleur (explosion par exemple). C'est donc qu'il existe des limites d'intensité du stimulus physique hors desquelles l'écoute est impossible. Il en est de même pour la hauteur et la fréquence des sons puisqu'un son trop grave ne provoque pas de sensation sonore (cas des trépidations en cas de passage d'un camion ou d'un métro : pour autant, cela ne veut pas dire que ces phénomènes demeurent non perçus. Simplement l'oreille n'en est plus le moyen de transmission privilégié) tout comme un son trop aigu (cas des ultrasons). De plus, l'oreille ne différencie deux sons en intensité ou en fréquence que lorsque les différences relatives ne sont pas inférieures à certaines limites. Autres caractéristiques encore de l'audition : un son intense provoque sur un son moins intense un effet de « masque » et la perception d'un son bref (impulsion par exemple) dépend de la durée du stimulus. Enfin, il est bien évident que ces diverses caractéristiques, indispensables à connaître pour l'enregistrement et la reproduction des sons bien sûr, mais aussi dans des applications telles que correction auditive, mesure des bruits, acoustique architecturale, etc. dépendent dans une large mesure de l'âge, du sexe et de l'état de santé du sujet.

Audiométrie

Il convient donc de définir une « oreille moyenne » dont les diverses caractéristiques exprimées sont le résultat statistique d'un très grand nombre de mesures effectuées sur des sujets médicalement sains et d'âge déterminé. L'étude de l'audition (l'audiométrie) permet ainsi de tracer l'audiogramme sur lequel sont portées, en fonction de la fréquence, les valeurs de pressions sonores minimales déterminant une sensation sonore chez le sujet d'expérimentation, et les valeurs des pressions maximales intolérables (à la limite de la douleur donc) chez ce même sujet. Et l'on obtient ainsi sur un même graphique le seuil d'audition et le seuil d'audition intolérable. Et c'est grâce à l'examen d'un grand nombre de sujets normaux du point de vue auditif et d'âge compris entre 18 et 25 ans que l'on a pu déterminer les courbes du seuil d'audition normal et du seuil d'audition intolérable normal (fig. 1). Enfin, la confirmation des résultats obtenus dans divers pays par les acousticiens Fletcher et Munson (1933), Churcher et King (1937), Robinson et Dadson (1956) et Zwicker et Heinz (1956) a permis à la Commission internationale de l'acoustique d'établir un

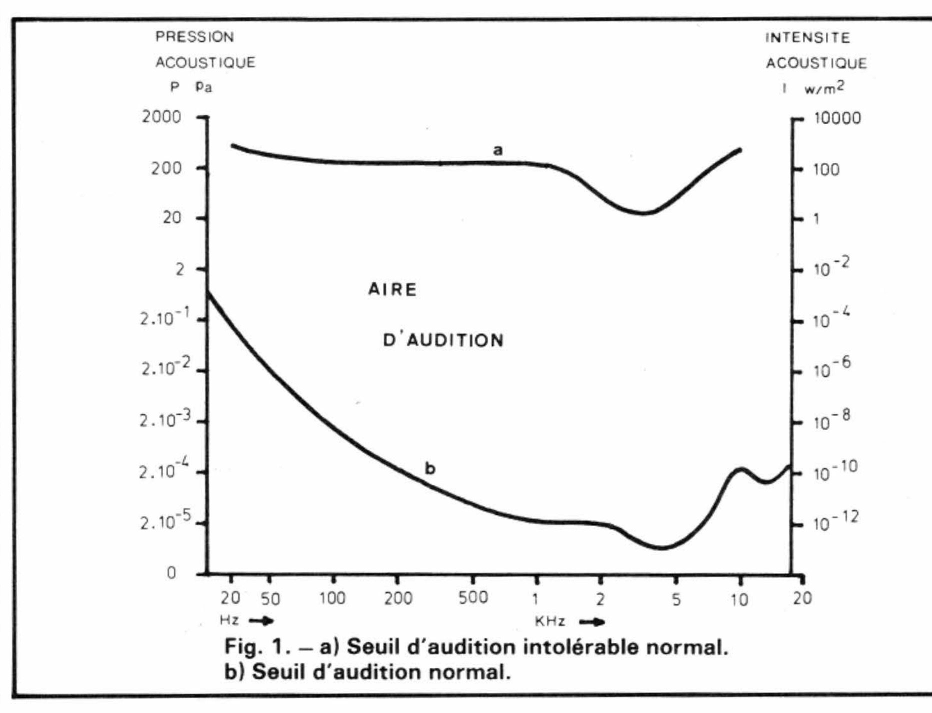


Fig. 1. – a) Seuil d'audition intolérable normal. b) Seuil d'audition normal.

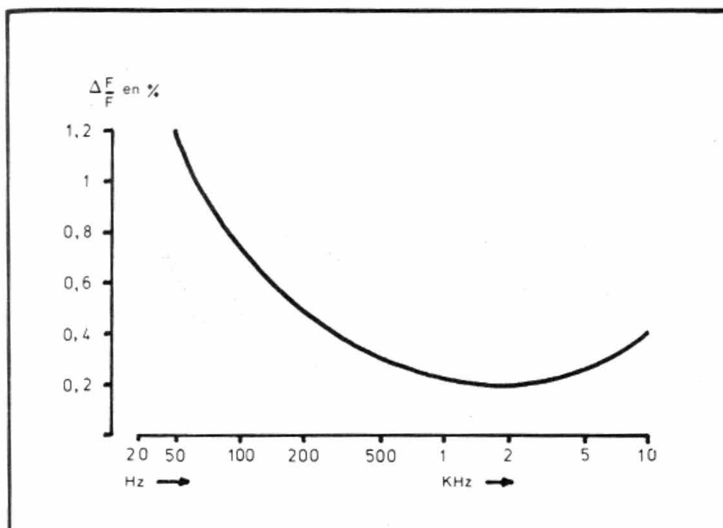


Fig. 2. – Sensibilité différentielle de fréquence du système auditif humain.

TABLEAU 1

– 130-140 phones	: seuil intolérable
– 120	: réacteur d'avion à 10 mètres
– 110	: atelier de chaudronnerie
– 100	: marteau piqueur à 2 mètres
– 90	: orchestre symphonique (forte)
– 80	: rue bruyante
– 60	: conversation vive
– 50	: musique douce
– 40	: conversation normale
– 30	: résidence tranquille
– 20	: studio d'enregistrement
– 10	: laboratoire d'acoustique
– 5	: chambre sourde
– 0	: seuil d'audition

Tableau 1. – Echelle de quelques niveaux sonores. A noter que les niveaux sonores subjectifs ne peuvent, bien entendu, qu'être donnés qu'en phones et non pas en décibels comme c'est souvent le cas.

projet de recommandation I.S.O. (International Standard Organisation) diffusé par les diverses associations de normalisation dans chaque pays (AFNOR pour la France).

L'aire d'audition

Elle n'est autre, au vu de la figure 1 que la zone comprise entre les courbes des seuils d'audition et d'audition intolérable. La forme de la courbe du seuil d'audition permet de se rendre immédiatement compte à quel point la sensibilité du système auditif dépend de la fréquence et cela dans des proportions très importantes. Ainsi, entre les fréquences de 1 à 3 kHz, une pression acoustique de $2 \cdot 10^{-5}$ Pascals (ou une intensité sonore de 10^{-12} W/m²) soit le niveau 0 dB, suffit à provoquer une sensation sonore, alors qu'à la fréquence de 50 Hz, il faut $2 \cdot 10^{-3}$ Pascals soit 100 fois plus (représentant un écart de 40 dB) pour provoquer la sensation sonore. On constate de plus, toujours en consultant la figure 1, qu'entre les seuils d'audition et d'audition intolérable, il existe un rapport de pression de 10^7 (soit un rapport d'intensité acoustique de 10^{14}) représentant un écart de quelques 140 dB, à la fréquence de 1 000 Hz et que le domaine de réponse en fréquence du système auditif humain s'étend à peu de choses près de 20 Hz à 20 kHz. Et l'on se souviendra qu'on appelle infrasons les vibrations de fréquences trop basses pour éveiller une sensation sonore (donc en dessous de 20 Hz), et ultra-sons les vibrations de fréquence trop élevées pour provoquer aussi une sensation sonore (au-delà de 20 kHz).

Sensibilite différentielle d'intensité

La sensibilite différentielle d'intensité du système auditif humain se définit de la façon simple suivante : pour une pression acoustique donnée, correspondant par conséquent à une intensité acoustique donnée, toute variation relative de pression ou d'intensité pour laquelle le système auditif perçoit un minimum discernable de variation de la sensation sonore. Au vu de la figure 2, on voit que la sensibilité différentielle d'intensité du système auditif humain est à peu près constante dans une grande étendue de fréquences. En outre, on remarquera qu'elle est beaucoup plus fine qu'on ne le pense généralement puisque, par exemple, vers 700 Hz, un écart de pression de 10 % (représentant moins de 1 dB d'écart) suffit à créer une différence de sensation sonore. Ce seuil différentiel d'intensité, presque indépendant de la pression acoustique dans l'aire d'audition, augmente cependant lorsqu'on se rapproche des seuils d'audition et d'audition intolérable. Et dans la zone de fréquences où ces seuils sont à peu près constants (entre 700 Hz et 2 kHz) la variation relative d'intensité la plus petite, correspondant à la variation discernable de sensation sonore, est en rapport constant avec cette dernière. Ce qui a pu faire dire – c'est la pseudo loi de Weber Fechner – que « la sensation sonore croît à peu près comme le logarithme de l'excitation ».

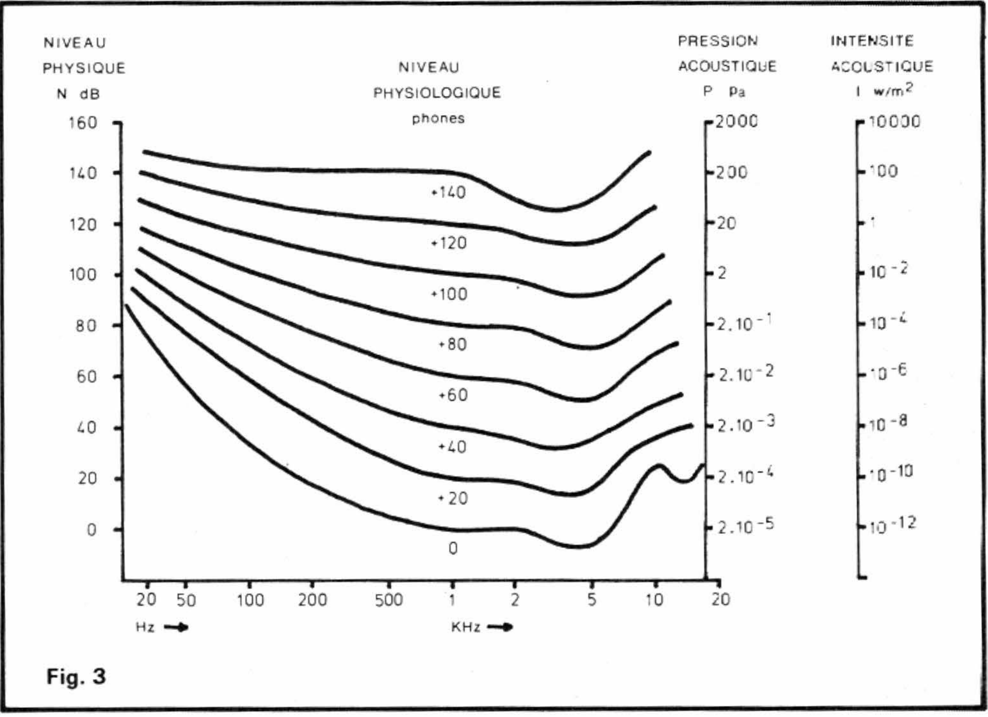


Fig. 3

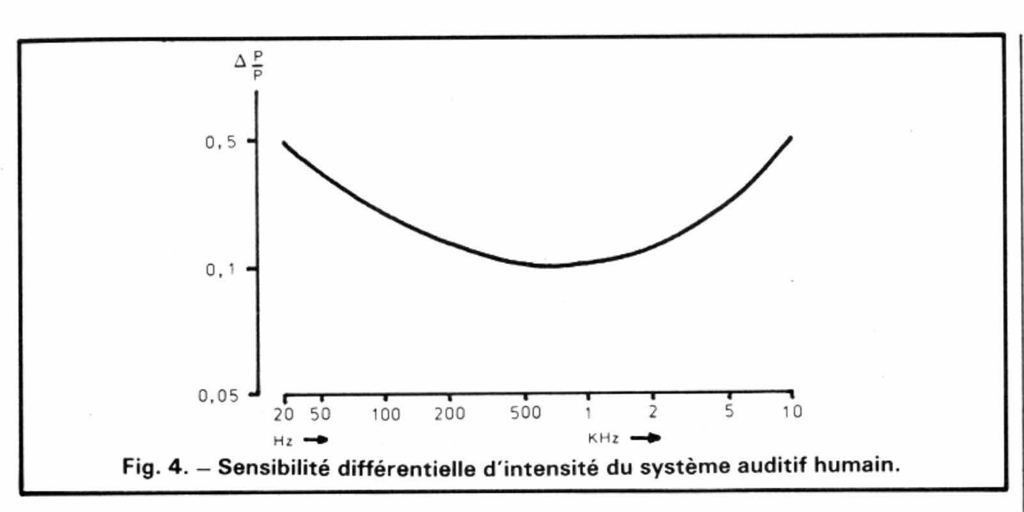


Fig. 4. – Sensibilité différentielle d'intensité du système auditif humain.

Sensibilité différentielle de fréquence

La sensibilité différentielle de fréquence se définit par le rapport $\Delta F/F$ (où F est la fréquence du stimulus sonore) pour lequel on discerne une différence de variation sonore. Son seuil varie bien entendu avec la fréquence et l'intensité acoustique des sons. Pour une valeur moyenne de l'intensité acoustique (10^{-6} W/m²), le rapport $\Delta F/F$ varie peu dans une certaine étendue de fréquences : c'est ce que l'on peut voir dans la figure 4, la valeur de $\Delta F/F$ oscillant, pour l'oreille moyenne, entre 0,2 % et 0,3 % dans la zone de fréquences 500 à 8 000 Hz. Ces deux caractéristiques de sensibilité différentielle du système auditif humain, sensibilité différentielle d'intensité et sensibilité différentielle de fréquence sont d'une grande importance par leurs applications dans les techniques d'enregistrement et de reproduction des sons. C'est cette sensibilité différentielle d'intensité qui fonde le besoin d'une parfaite linéarité en amplitude des appareils audiofréquences.

Et c'est la valeur minimale du seuil différentiel de fréquence qui sert de base à l'expression du taux de fluctuation des divers supports d'enregistrement, disques, film, bande magnétique et dont les défauts dans les appareils d'entraînement et de lecture (magnétophone platine tourne-disques) sont connus sous les noms de pleurage et scintillement.

Niveaux physiques

En application de la pseudo-loi de Weber-Fechner selon laquelle « la sensation croît à peu près comme le logarithme de l'excitation » (loi encore une fois très approchée qui n'est à peu près exacte que dans la zone des intensités acoustiques et des fréquences moyennes), le fait qu'il existe un rapport élevé entre les valeurs de la pression acoustique (ou de l'intensité acoustique) au seuil d'audition et au seuil intolérable (10^7 pour les pressions acoustiques et 10^{14} pour les intensités acoustiques) a conduit tout naturellement à adopter une notation logarithmique.

La loi de Weber Fechner indique que, lorsque le stimulus physique I (pour une intensité acoustique) croît comme les nombres 1, 2, 4, 100, 1 000, 10 000, la sensation auditive S croît comme les nombres 0, 0,3, 0,6, 2,3, 4. Notre système auditif éprouve en d'autres termes et approximativement, la même impression de croissance, par échelons d'égale importance, quand l'intensité physique I varie de 1 à 10 ou de 100 à 1 000 par exemple. Compte tenu de ces diverses constatations, on peut écrire : $S = x \text{ Log } I_2/I_1$ où I_1 et I_2 sont les intensités acoustiques dont la comparaison crée la sensation relative S. En adoptant, pour des raisons pratiques, les logarithmes décimaux et pour x la valeur 10, on peut écrire : $N = 10 \text{ Log } I_2/I_1$ où N s'exprime en décibels. De cette dernière expression, on déduit que 10, 20, 30 dB représentent respectivement des rapports d'intensité acoustique de 10, 100 et 1 000. Et dans le cas où l'on veut employer les pressions acoustiques (exprimées en W/m²), et non plus les intensités acoustiques, on utilise la relation $I = p^2/PoC$ que l'on peut écrire :

$P = (I \cdot Po \cdot C)^{1/2}$

ou Po = 1,18 kg/m³ et C = 345 m/s.

On a alors :

$N \text{ (dB)} = 10 \text{ Log } I_2/I_1 = 20 \text{ Log } P_2/P_1$.

Ainsi, par exemple, si comme nous l'avons dit, entre les seuils d'audition et d'audition intolérable dans la zone de sensibilité maximale du système auditif humain (1 000 à 3 000 Hz), il existe un rapport de pression de 10^7 et d'intensité acoustique de 10^{14}, en application des relations précédentes, $N \text{ (dB)} = 10 \text{ Log } 10^{14} = 20 \log 10^7 = 140$ dB. On peut ainsi définir des niveaux physiques en convenant de définir un niveau de référence appelé niveau de base ou niveau 0, correspondant à la fréquence de référence de 1 000 Hz :

$0 \text{ dB} = 10^{-12} \text{ W/m}^2 = 2 \cdot 10^{-5}$ Pascal.

Niveaux physiologiques

Partant de là et en prenant pour échelle de référence l'échelle des niveaux physiques à 1 000 Hz, Fletcher et Munson ont, par comparaison et par écoutes successives, cherché les niveaux physiologiques à donner à un son sinusoïdal de fréquence 1 000 Hz et de niveau physique donné. On obtient ainsi les courbes d'égale sensation sonore ou courbes de Fletcher et Munson reprises par Churcher et King puis Robinson et Dadson. C'est à partir de ces travaux que la Commission internationale de l'Acoustique a établi un projet de recommandation : courbes isosoniques pour les sons purs écoutés en champ libre (fig. 3). Ces coubes insosoniques définissent ainsi les niveaux physiologiques repérés en unités appelées phones. Le phone est une unité sans dimension utilisée pour caractériser le niveau d'isosonie d'un son ou d'un bruit. Et l'on dit que le niveau d'isosonie d'un son ou d'un bruit est de N phones quand la sonie ou sensation sonore que provoque ce son ou ce bruit est jugée équivalente, par un auditeur normal moyen, à celle d'un son pur de fréquence 1 000 Hz dont la pression acoustique P est de N (dB) audessus du niveau de référence $2 \cdot 10^{-5}$ Pascal. L'examen du réseau des courbes d'isosonie de la figure 4 permet de constater que :

- Pour les niveaux faibles, le niveau physiologique décroît plus vite que le niveau physique.
- Le seuil d'audition normale se situe à + 4 phones, donc + 4 dB à 1 000 Hz (les premières courbes établies par Fletcher et Munson se situaient exactement à 0 phones, 0 dB à 1 000 Hz.
- Pour les fréquences basses et les fréquences élevées, le niveau physiologique, à un niveau physique donné, est plus faible que pour les fréquences moyennes.

De ces diverses constatations l'on retire le fait de très grande importance que toute modification du niveau sonore altère le timbre. Ceci ayant des conséquences immédiates sur les techniques d'enregistrement et de reproduction du son : en toute hypothèse, il devrait y avoir toujours égalité des niveaux sonores à l'enregistrement et à la reproduction. Ceci expliquant entre autres que certains disques, enregistrés à fort niveau – du point de vue des enceintes de contrôle – semblent manquer de grave à la reproduction en milieu domestique.

L'effet de masque

L'audition normale avec les deux oreilles (audition binauriculaire) permet de localiser la direction d'une source sonore dans l'espace : c'est la faculté d'écoute dirigée ou la possibilité d'isoler dans la totalité de l'espace sonore une zone d'un angle déterminé, en dehors de laquelle tout phénomène sonore, bien que perçu ne vient pas troubler l'attention.

Dans ces deux zones, la plus petite, correspondant à l'écoute attentive, donc au son utile, a été nommée « espace de présence ». Bien que la perception subsiste physiologiquement, notre conscience peut faire abstraction de l'autre zone. C'est ce qui nous permet de suivre une conversation dans un bruit ambiant ou au milieu d'autres voix. Cependant, lorsque le bruit ambiant devient trop intense, l'audition des sons désirés devient pénible — c'est le cas, entre autres, d'une conversation dans le métro. On dit alors qu'il y a effet de masque. Pour continuer la conversation, on élève la voix et on la rend plus aiguë. Ainsi, le seuil d'audition d'un son s'élève lorsqu'on entend simultanément un autre son de niveau plus élevé que le précédent. Et cette élévation du seuil d'audition dépend aussi bien de l'intensité acoustique relative des deux

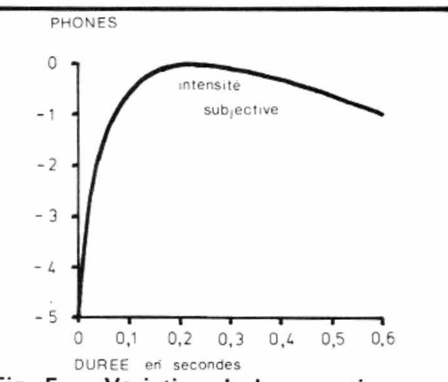


Fig. 5. — Variation de la sensation sonore avec la durée de l'excitation.

sons et de la fréquence du son masquant. L'effet de masque est particulièrement sensible si le son masquant est un bruit blanc (son complexe dont le spectre est continu et uniforme en fonction de la fréquence). L'étude de l'effet de masque (effectuée par Wegel et Lane en 1924) même limitée à l'effet masquant des sons purs permet de dégager un certain nombre de lois :

— L'effet de masque est maximal pour les fréquences voisines de celles du son masquant.
— L'effet de masque est négligeable tant que le niveau de masque est faible.
— L'effet de masque croît beaucoup plus vite que le niveau du son masquant.
— Les fréquences basses sont les plus gênantes.
— Les fréquences élevées sont les plus gênées.
— Les bruits à composantes graves (vibrations, bruits de roulement, bruits de moteur, ventilateurs) sont beaucoup plus gênants que les bruits à composantes aiguës.

Reste enfin une propriété caractéristique de l'audition, nécessaire à connaître. Il s'agit de la durée des sons sur leur intensité subjective.

Durée des sons et intensité subjective

L'étude des sons et des bruits de durée brève ou « clic » montre en effet que l'intensité subjective de la perception qui en résulte dépend de leur durée. L'intensité subjective est d'abord une fonction croissante du temps, passe par une valeur maximale puis décroît lentement (fig. 5). Le maximum est atteint pour une durée voisine de 200 ms : cette valeur explique le choix de la constante de temps des appareils enregistreurs de niveaux acoustiques et des sonomètres.

P.E. SIRDER

Bloc-notes

Videocolor : départ d'Abel Farnoux



Le 7 janvier est tombé sur les téléscripteurs le communiqué suivant :

« La société Videocolor annonce qu'à l'occasion d'un conseil d'administration tenu le 30 décembre 1980, M. Abel Farnoux, son fondateur et président directeur général, a quitté Videocolor et RCA, sans pour autant réintégrer le groupe Thomson.

« M. Claude Mallard, directeur à la compagnie Thomson-Brandt, a été nommé président. »

« M. Donald R. Bronson a été nommé directeur général. M. Bronson a occupé successivement les fonctions de directeur des opérations de Videocolor auprès de M. Farnoux, de 1973 à 1977, puis celles de vice-président de la division marketing de RCA Tubes couleur, tout en demeurant, à la demande de M. Farnoux, vice-président de Videocolor. »

Nous n'avons pas à connaître les raisons profondes de ce divorce, raisons qui d'ailleurs ne sont pas explicitées. Mais une chose nous apparaît comme certaine, c'est que Abel Farnoux, c'était Videocolor, tout comme Videocolor c'était Abel Farnoux. La progression constante de Videocolor : Anagni, Lyon, Genlis, Ulm, autant d'usines qui ont vu le jour autant grâce à ses initiatives et son opiniâtreté, ce fut son œuvre.

Souhaitons à son successeur, M. Claude Maillard, une égale réussite dans cette entreprise difficile qu'est la présidence de Videocolor à une époque où l'industrie japonaise du TVC se fait de plus en plus pressante sur notre continent.

Quant à son prédécesseur, c'est un « au revoir » que nous lui disons, et non pas « adieu », tant nous espérons bientôt le retrouver dans un domaine où, à nos yeux, il excelle.

La firme japonaise Matsushita adopte le système Compact-Disc Digital Audio de Philips

La firme japonaise Matsushita a annoncé qu'elle adoptait le système Compact-Disc Digital Audio mis au point par Philips.

Philips considère cette décision comme un pas important vers l'élaboration d'un standard international de ce système.

La firme Matsushita indique qu'elle a choisi le système Conpact-Disc Digital Audio parce qu'il convenait le mieux pour un standard mondial, compte tenu de ses petites dimensions et de ses larges possibilités pour des développements et applications futurs.

Le Compact-Disc Digital Audio utilise un laser pour lire les signaux encodés sur le disque, ce qui assure une lecture à l'abri de toutes perturbations. La qualité du son n'est pas affectée par les rayures, les salissures ou les empreintes de doigts. Le système Compact-Disc Digital Audio permet, en outre, une qualité de reproduction sonore inconnue avec les appareils conventionnels actuellement sur le marché.

La marque japonaise Matsushita inclut les marques Technics, National, Quasar, Panasonic.

La réduction des bruits de fond

TOUT le monde ou presque connaît le Dolby, ou du moins en connaît le nom. C'est un peu devenu synonyme de réducteur de bruit de fond, tout comme frigidaire celui de réfrigérateur. En fait, il n'y a pas que le Dolby sur le marché ; beaucoup de constructeurs ont tenté de différencier leur produit en y incluant un réducteur de bruit qui, le plus souvent, complète l'action d'un Dolby que l'on conserve pour la lecture des cassettes enregistrées depuis longtemps. Même Dolby poursuit ses recherches et propose, après son Dolby HX, un Dolby C.

Comment peut-on réduire un bruit de fond

Le bruit de fond que l'on considère ici, c'est celui d'une bande magnétique de faible largeur qui défile à basse vitesse, c'est celui de la cassette compact lancée par Philips il y a maintenant bien longtemps. La cassette n'est pas restée très longtemps dans l'unique domaine de l'enregistrement amateur, elle s'est hissée petit à petit au niveau de la Haute Fidélité, une haute fidélité qui, aujourd'hui, est en train d'atteindre la microcassette. Jusqu'où ira-t-on en ce domaine ?

Le bruit de fond naît principalement au moment de la lecture d'une cassette. Il est celui de la bande. On sait aujourd'hui construire des préamplificateurs tout à fait aptes à délivrer un signal non entaché de souffle, ou du moins présentant du souffle à un niveau très bas.

Le plus simple moyen de réduire un bruit de fond, c'est de le filtrer. Ce principe est utilisé en radiodiffusion où l'on remonte, à l'émission, le niveau des fréquences hautes correspondant à des harmoniques et, par conséquent, dont le niveau est relativement bas. A la réception, le bruit s'introduit et on abaisse le niveau à ces fréquences hautes par le biais d'un filtre dont la courbe de réponse est complémentaire de celle utilisée à l'émission.

Le signal électrique intéressant sera donc restauré à son état initial, tandis que le bruit de fond passera dans le filtre de désaccentuation où il sera atténué.

Cette technique de préaccentuation/désaccentuation est utilisée dans le magnétophone, les circuits d'égalisation à l'enregistrement et à la lecture remplissant ce rôle. En fait, on cherche à enregistrer le mieux possible en tenant compte des possibilités énergétiques de la bande magnétique.

Hormis un changement de constantes de temps d'égalisation, ce qui a été fait lors de l'introduction des cassettes au chrome, il n'est pas possible d'améliorer le rapport signal/bruit et, par suite, la dynamique d'un enregistrement. On s'est donc orienté vers d'autres solutions techniques.

Le filtre dynamique

Le filtre dynamique est un filtre passe-bas dont la bande passante est modulée par un signal. Lorsque le signal est absent, la bande passante du filtre est réduite au maximum ; dès que le signal est là, le filtre s'ouvre pour permettre le passage, sans amputation, de ce signal. L'inconvénient de ce système est de faire suivre au souffle l'évolution du signal. Par conséquent, on observera un pompage du souffle avec le signal. L'effet de masquage du souffle par le signal jouera, c'est vrai, mais pas toujours suffisamment. Ce système offre un avantage, c'est celui de ne pas modifier la courbe de réponse globale du système en présence de modulation (si le filtre est bien réglé !) (Voir filtre Burwen, H.P. N° 1627, p. 294.)

Le DNL

Le système de réduction de bruit DNL de Philips est un dispositif qui intervient uniquement à la lecture. Il s'agit d'un dispositif expanseur qui réduit le niveau des signaux de fréquences hautes lorsque ces fréquences sont à un niveau inaudible. Un détecteur mesure l'amplitude des composantes à fréquence haute et agit en fonction d'elles. Le dispositif de Philips agit au-dessus de 4 kHz et, pour des niveaux inférieurs à 40 dB, sous le signal 0 dB. Cette technique est utilisée uniquement à la lecture, son action peut compléter celle du réducteur de bruit de type Dolby.

Les systèmes compresseurs/expanseurs

Le système de compression/expansion s'apparente de loin à la préaccentuation/désaccentuation, dans le

sens où l'on fait appel à deux opérations complémentaires. Beaucoup de réducteurs de bruit font appel à la technique de compression/expansion. Ce système fonctionne suivant ce principe : le signal destiné à être enregistré passe dans un circuit amplificateur commandé par tension. Le niveau du signal est analysé ; lorsque le signal a une grande amplitude, on agit sur l'amplificateur, commandé en tension, pour réduire le gain ; lorsque le signal est tout petit, on augmente le gain. Le signal d'entrée, dont la dynamique était de x dB, se voit comprimé et passe maintenant dans une fourchette nettement plus étroite. Tout se passe comme si le signal était passé entre des rouleaux ! Plusieurs types de compression sont possibles. On pourra jouer sur les signaux de faible amplitude, uniquement pour les remonter, ou agir sur une grande plage de niveaux. Le taux de compression pourra être de 1 à 2, c'est-à-dire que les 60 dB d'origine vont se trouver enfermés dans une fourchette de 30 dB. Il pourra aussi être inférieur, par exemple de 1,5 ; dans ce cas, les 60 dB vont être ramenés à 40 dB. On peut aussi faire agir la compression à partir d'un niveau donné. Le signal comprimé va maintenant passer dans les circuits d'enregistrement du magnétophone pour en ressortir au moment de la lecture. Il s'agit maintenant de faire retrouver au signal ses caractéristiques d'origine. On va prendre les x dB de dynamique pour les faire grossir un peu, comme on le ferait en trempant une éponge dans l'eau. Chaque partie du signal étant grossie dans les mêmes proportions. Comme avec les systèmes de préaccentuation/désaccentuation, il s'agit de faire une opération complémentaire afin de retrouver la dynamique originale.

Et le bruit de fond, allez-vous demander ? Il est apparu au moment de la lecture de la bande. Le bruit de fond a été expansé. Comme on peut le classer dans les signaux faibles, il va être abaissé pour devenir très petit.

Il y aura donc ici une réduction du bruit de fond. L'expansion, lorsque son taux est important, permet d'abaisser de façon sensible le bruit de fond. Le double traitement offrira aussi l'avantage, grâce à un abaissement des forts niveaux, de réduire les risques de saturation du signal. Le niveau correspondant à 3 % de distorsion se trouvera augmenté. La distorsion se produit à l'enregistrement. Comme, avec le compresseur, on abaisse le niveau réel d'enregistrement, on pourra envoyer un signal plus fort sans que la distorsion soit prohibitive. On gagne donc, avec les compresseurs/expanseurs, sur les deux plans, sur le niveau réel du bruit de fond et sur le recul du niveau maximal de sortie.

La fonction de transfert entrée/sortie d'un compresseur/expanseur

La fonction de transfert entrée/sortie d'un compresseur est la représentation de la compression, réalisée en fonction du niveau. Sur la figure 1, nous avons représenté une droite à 45 ° qui donne l'évolution de la tension de sortie en fonction de celle d'entrée ; cette droite est celle d'un système linéaire, la tension de sortie est proportionnelle à la tension d'entrée.

Le compresseur linéaire donnera une droite inclinée avec une pente moins importante étant donné que le signal de sortie variera moins que celui d'entrée. On voit ici que les faibles tensions sont relevées tandis que les fortes sont abaissées.

Le compresseur est dit linéaire car, quel que soit le niveau, le traitement est le même, avec un taux de compression de 1 à 2, nous aurons 5 dB de variation en sortie pour 10 dB à l'entrée.

La courbe 2 donne le principe de l'expansion. Cette fois, pour 5 dB à l'entrée du système, nous avons 10 dB en sortie. Si nous prenons maintenant le signal qui vient d'être comprimé, nous nous apercevons que l'on retrouve le signal initial. Ce qu'il faut noter, avec un système de ce type, c'est que, quel que soit le niveau à partir duquel on entreprend la transformation réciproque, on obtiendra toujours une transformation conduisant à la dynamique initiale, avec peut-être un décalage de niveau.

Cette particularité est très intéressante dans un magnétophone dans lequel on utilisera des bandes magnétiques de différentes sensibilités. Le système expanseur/compresseur n'a pas besoin d'ajustement de niveau.

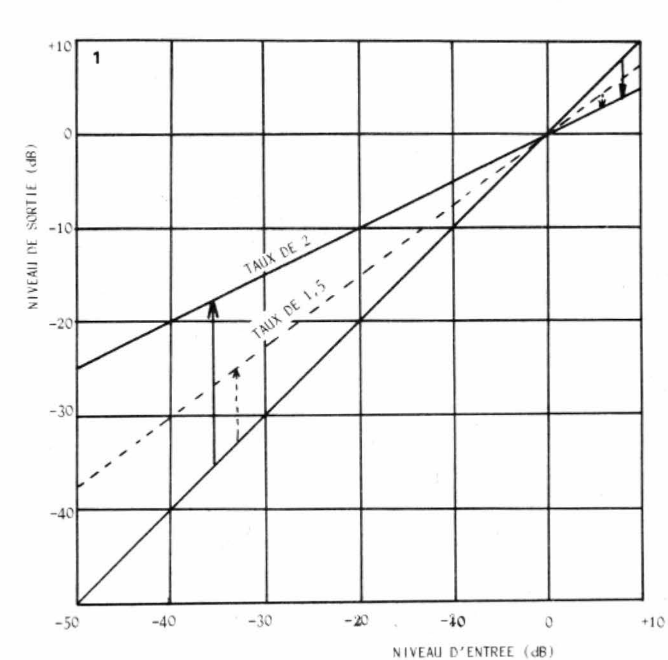


Fig. 1. – **Courbes de transfert montrant la compression d'un signal, les faibles niveaux sont remontés, les forts sont abaissés, cette dernière opération recule le point de saturation.**

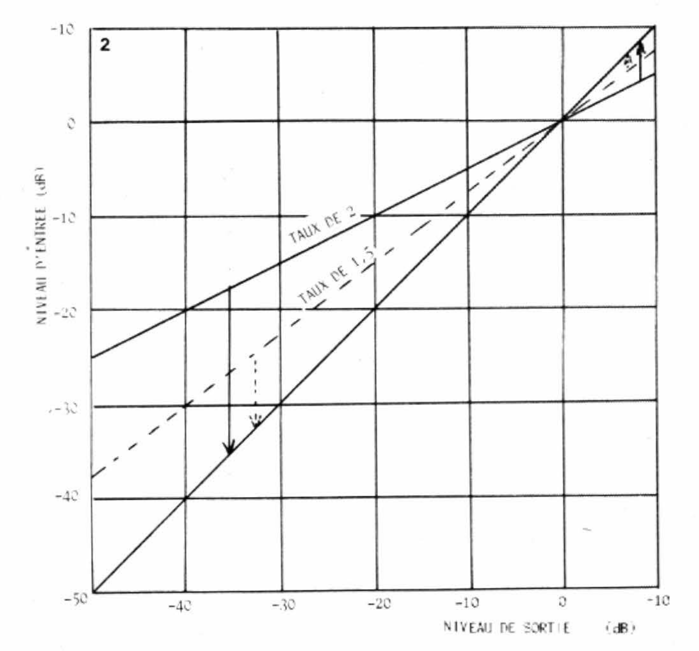


Fig. 2. – **Courbes montrant l'action d'une expansion ; attention, les entrées et sorties ont été inversées par rapport à la figure précédente. L'expansion nous ramène au signal de variation linéaire exprimée ici par la droite à 45°.**

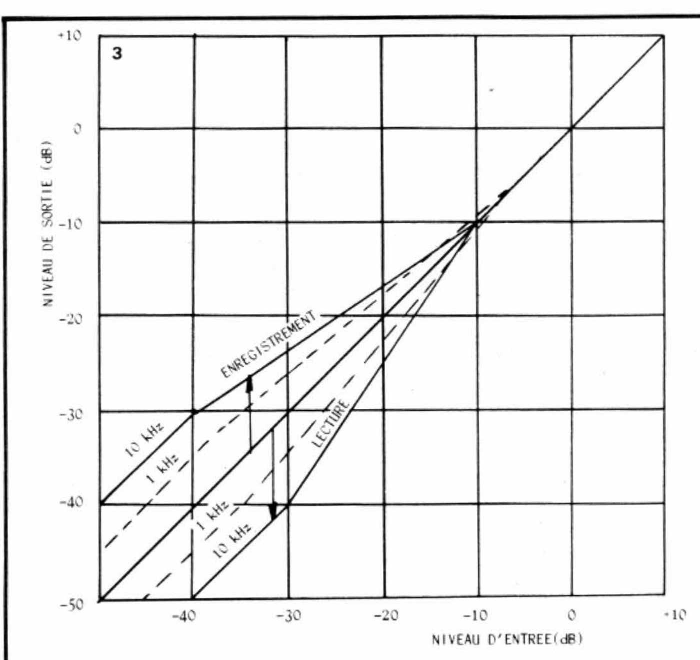


Fig. 3. — Courbes de compression/expansion d'un système Dolby ou ANRS. La compression a lieu entre deux niveaux, le système est linéaire de part et d'autre.

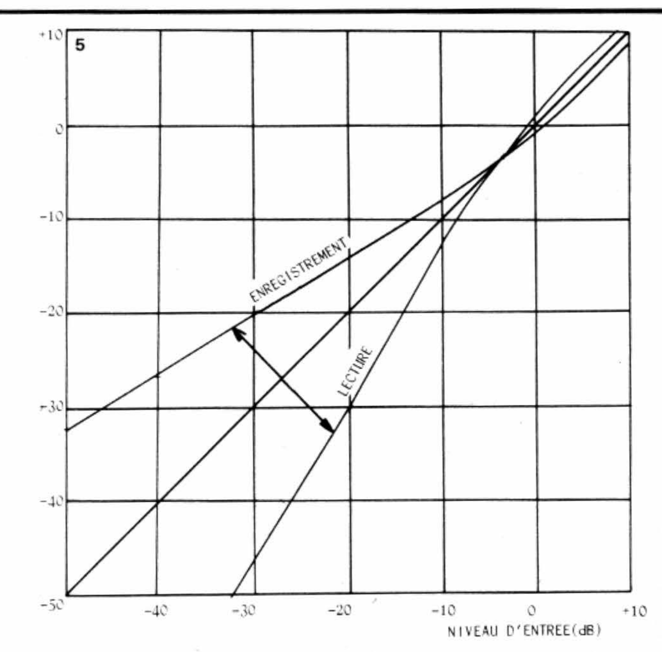


Fig. 5. — Courbes du Dolby C. Au-dessous des niveaux indiqués, il n'y a plus de compression, les courbes deviennent parallèles à la droite à 45°.

Compresseur/expanseur non linéaire

Le compresseur/expanseur non linéaire est un dispositif qui réagit en fonction du niveau. La caractéristique de transfert 1 donne un exemple de ce type de transformation. La compression a lieu pour certains niveaux ; il y a une remontée du signal pour les faibles niveaux. Pour les forts signaux, on ne touche pas au signal.

Nous retrouvons ici la transformation réciproque qui, à partir du signal partiellement comprimé, va nous redonner celui d'origine. Si les niveaux ne sont pas respectés, les points à partir desquels on passera du régime de compression au linéaire seront transposés. L'expansion de la lecture se fera pour un signal qui n'aura pas été comprimé, la dynamique d'origine sera détériorée.

Traitement sélectif

Le compresseur/expanseur peut travailler sur une bande de fréquences donnée, une bande de fréquences qui sera large ou au contraire étroite.

Pour que le système devienne sélectif, on peut introduire des filtres en divers endroits du montage. Le signal peut être scindé en plusieurs parties par des filtres à structure complémentaire, si bien que l'on ne traitera que la bande concernée par le filtre. Cette sélectivité est réalisée dans divers filtres du commerce.

On distinguera également un second mode de filtrage. Il s'agit du filtre qui précède le système de mesure du niveau. Le compresseur/expanseur pourra en effet répondre à certaines fréquences et ne pas réagir pour d'autres. La bande passante du système de détection pourra être inférieure à celle du système de transmission du signal.

Avec ces diverses dispositions, le taux de compression et, inversement, celui d'expansion, pourront varier avec le niveau et avec la fréquence.

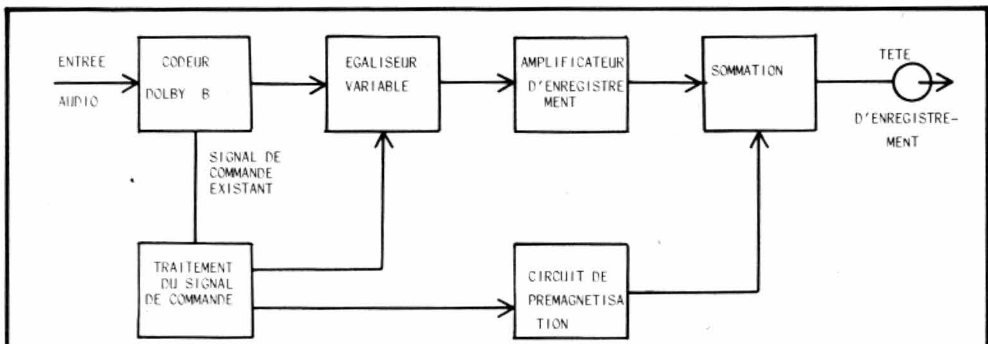


Fig. 4. — Circuits électroniques du Dolby HX ; on utilise ici le signal de traitement Dolby pour commander les modifications des conditions d'enregistrement, ce qui améliore la dynamique aux fréquences hautes. Le terme HX ne désigne pas une opération de réduction de bruit.

L'expansion de la bande passante

Prenez un compresseur, faites-le suivre immédiatement par un expanseur. Si les deux appareils sont tout à fait complémentaires, la bande passante sera la même à l'entrée et à la sortie du dispositif.

Introduisons maintenant, entre la compression et l'expansion, un filtre passe-bande quelconque. Ce filtre aura une certaine bande passante définie par ses limites et par l'atténuation à ces limites.

Nous allons donc avoir par exemple à une fréquence x un niveau qui aura été atténué de — disons — 3 dB. Que va-t-il se passer pour l'expansion ? Le système de détection du niveau va considérer, pour cette fréquence x, un niveau inférieur à celui présent initialement. Par conséquent, il va déclencher l'expansion et va abaisser le niveau de ce signal. Il y aura donc une expansion de la bande passante du système. La bande passante exprimée dans une fourchette de 3 dB tiendra maintenant dans une fourchette de 6 dB, si le taux d'expansion choisi est de 2. Par conséquent, nous aurons une nouvelle bande passante à 3 dB qui sera plus étroite.

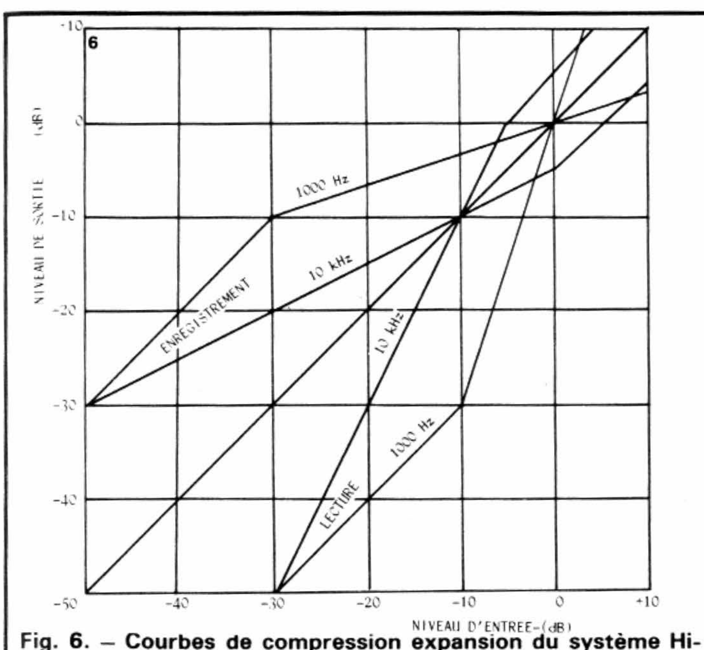


Fig. 6. – Courbes de compression expansion du système Hi-Com ; on voit ici que l'effet n'est pas le même pour toutes les bandes de fréquence.

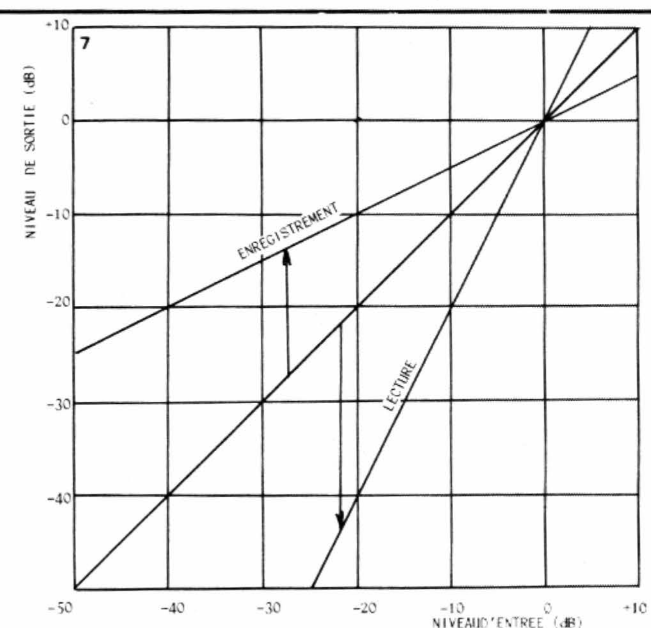


Fig. 7. – Courbes de compression et d'expansion du système DBX ou Super-D ; les courbes sont les mêmes, mais le système Super-D utilise deux systèmes fonctionnant sur des bandes de fréquences différentes.

Cette théorie est en réalité compensée par le fait que la mesure du signal se fait sur une bande passante qui peut être sélectionnée, c'est-à-dire que le dispositif de mesure du signal considérera ce qui se passe dans une zone dans laquelle la bande passante est relativement linéaire.

Autre considération favorable : les signaux musicaux sont en fait complexes et comportent toutes sortes de fréquences. Certaines erreurs seront introduites par les bandes passantes qui ne sont pas très linéaires, elles ne seront pas aussi gênantes que l'on aurait pu le penser.

Les erreurs de niveau

Les erreurs de niveau existent dans des systèmes de compression/expansion non linéaires, c'est-à-dire ceux dont le taux de compression varie à partir d'un certain niveau.

Le système est donc prévu pour un travail à un niveau donné, niveau pour lequel les deux opérations seront complémentaires. Or la sensibilité des bandes magnétiques change avec leur type. Nous avons des bandes magnétiques plus sensibles que d'autres, ce qui signifiera que, pour un même niveau magnétique appliqué lors de l'enregistrement, on constatera des différences de niveau à la lecture. Il y aura donc, pour la lecture, une variation de niveau, si bien que, si on a remonté le niveau d'un signal de 3 dB lors de l'enregistrement, on retrouvera, à la lecture, un signal qui se trouvera remonté de 3 dB par rapport à une partie de la courbe qui n'aura pas été traitée, mais le niveau absolu ne correspondra pas à cette remontée de 3 dB. Au moment de la lecture, l'amplitude du traitement n'étant pas linéaire, la réduction d'amplitude sera soit trop importante dans le cas où la sensibilité de la bande magnétique est trop faible, soit trop faible pour une bande magnétique sensible.

Nous nous retrouverons alors avec des courbes de réponse en fréquences qui ne seront pas respectées, il y aura un non respect de la linéarité en fréquence.

C'est ce qui explique la présence, sur certains magnétophones produits par des constructeurs soucieux de la qualité de la reproduction, des organes de réglage de niveau d'enregistrement, permettant de retrouver un niveau de référence sur la bande.

Les réducteurs de bruit commerciaux et « grand public »

Le Dolby B

Le Dolby B est un réducteur de bruit très connu. C'est un réducteur sélectif dans le sens où il travaille entre 400 Hz et 20 kHz. C'est aussi un système non linéaire, il ne modifie pas le signal pour les niveaux élevés et n'intervient que pour ceux qui sont faibles (fig. 3). Le taux de compression varie progressivement sur une certaine plage de niveaux et ne bouge plus pour les très faibles niveaux où le compresseur/expanseur fonctionne en filtre. Le système peut être assimilé à un filtre qui entre progressivement en service.

La compression obtenue est de 10 dB; l'amélioration du rapport signal sur bruit est de 9 dB environ, en mesure pondérée. Ce système est sensible aux erreurs de niveau, il demande un ajustement de sensibilité.

Le Dolby HX

Le Dolby HX est une extension du réducteur de bruit. Cette fois, il ne s'agit plus de réduction de bruit mais d'une amélioration de la dynamique aux fréquences hautes. Le point commun avec le réducteur de bruit est que l'on utilise les signaux de commande du réducteur incorporé au magnétophone à cassette pour jouer, d'une part, sur la prémagnétisation, et, d'autre part, sur la correction d'enregistrement afin d'améliorer la dynamique dans l'aigu (on fait reculer la saturation). Ce système (fig. 4) réduit la prémagnétisation. En réduisant la prémagnétisation, on augmente la sensibilité dans l'aigu. Comme la sensibilité s'accroît, on n'a plus besoin de pousser l'égalisation. On évite ainsi de trop remonter le niveau de l'aigu, ce qui permet de mieux l'enregistrer.

Le Dolby C

Le Dolby C est la réponse de Dolby à la présentation de divers systèmes de réduction de bruit. Ce système fait appel, en fait, à deux systèmes de compression/expansion non linéaires mis en série et fonctionnant l'un derrière l'autre, en série. Le constructeur a utilisé ici les pos-

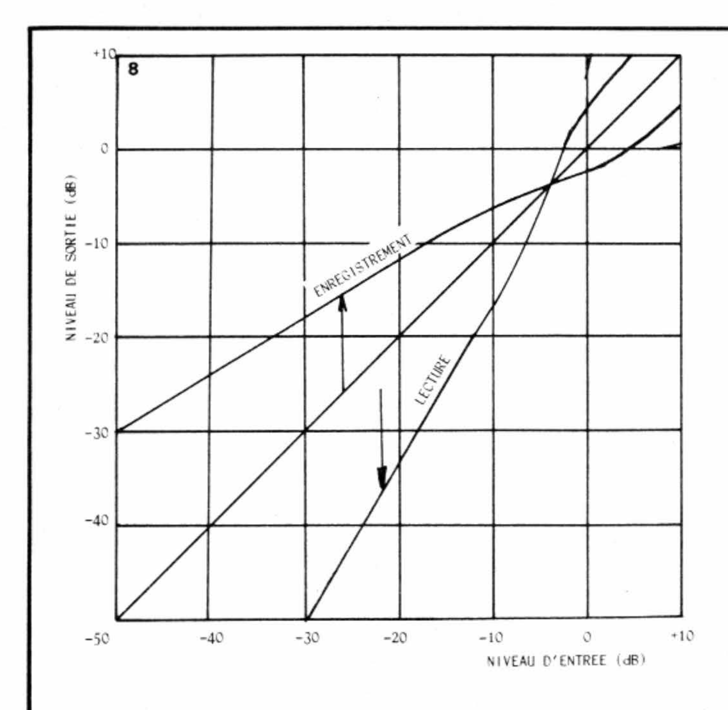


Fig. 8. – Courbes du système Adres de Toshiba ; le taux adopté est de 1,5.

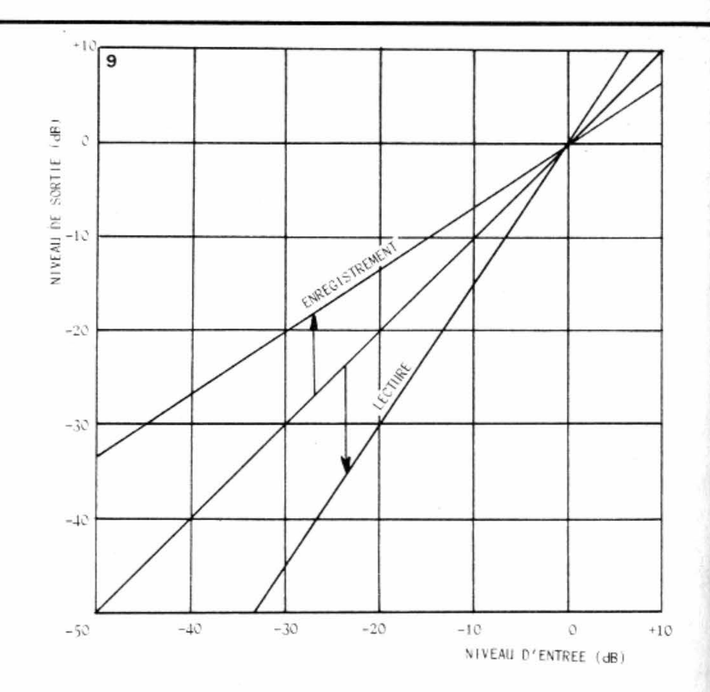


Fig. 9. – Le compander d'Hitachi utilise un système où le taux de compression est de 1,5.

sibilités offertes par les circuits intégrés Dolby, circuits intégrés produits par plusieurs firmes et qui sont d'un approvisionnement facile. Les deux compresseurs/expanseurs ont une efficacité de 10 dB, ce qui nous fait une efficacité totale de 20 dB (courbes 5).

Le réducteur de bruit pour faibles niveaux agit sur une bande de fréquences située deux octaves sous celle du Dolby B.

Aucune action n'est entreprise dans le domaine des fréquences basses car, dans cette bande, les bruits sont faibles lorsque le magnétophone est bien conçu.

On a jouté ici des réseaux permettant d'éviter la saturation dans le haut médium et l'aigu. Ces réseaux sont de type complémentaire (enregistrement/lecture), ils réduisent les erreurs de codage/décodage, les pertes aux fréquences hautes et la distorsion d'intermodulation.

Ce système est destiné à être intégré dans des appareils de relativement haut de gamme. Les laboratoires Dolby préparent des codeurs pour cassettes préenregistrées. Ils annoncent que les cassettes codées Dolby C pourront être lues sans trop de pertes par un lecteur Dolby B.

L'ANRS

L'ANRS de JVC est un système compatible avec le Dolby B. Il est signé par JVC et n'est utilisé que par ce constructeur.

La différence réside dans le procédé utilisé pour obtenir la compression/expansion : au lieu de faire appel, comme dans le Dolby B, à une méthode additive, on met en œuvre une méthode multiplicative.

Le Hi-Com

Le système Hi-Com (courbe 6) est dû à Telefunken. Cette firme propose ce réducteur sur ses propres appareils. D'autres firmes l'utilisent également, firmes européennes ou même japonaises. Les fabricants de magnétophones se trouvent devant une situation peu intéressante, le circuit intégré Hi-Com étant proposé par un seul fabricant. Ce manque de souplesse est manifestement un obstacle à son développement.

Le Hi-Com est un système de compresseur/expanseur non linéaire dont le traitement dynamique du signal se pratique sur une grande plage.

Une compression a lieu pour les niveaux les plus hauts du signal, ce qui permet de gagner quelques dB sur la saturation à haut niveau. L'action de ce réducteur de bruit n'est pas la même à toutes les fréquences. Ce traitement est un peu moins sensible au niveau que le Dolby B, sauf si les niveaux concernés sont très faibles.

Les courbes de transfert sont différentes suivant les fréquences. Aux fréquences basses, la plage de compression est relativement étroite.

Le Hi-Com II

Le Hi-Com II a été lancé par Nakamichi. C'est une version à deux bandes de fréquences du Hi-Com. Ces deux bandes sont traitées individuellement avant d'être mélangées en sortie du réducteur de bruit. Il utilise deux fois plus de circuits intégrés.

Le DBX

Le DBX (courbes 7) est l'un des plus anciens systèmes de réduction de bruit. Il est en fait un compresseur/expanseur offrant un comportement identique pour toutes les fréquences du spectre. Le fait de remonter les signaux de fort niveau entraîne l'apparition d'un risque de saturation que l'on doit compenser par le choix d'un niveau d'enregistrement plus bas. Le DBX est un système linéaire, par conséquent il se moque des diverses sensibilités des bandes magnétiques.

Ce système est disponible comme adaptateur. Il existe également intégré à certains magnétophones à cassette. Sa dynamique élevée est mise à profit dans des magnétophones à bande quart de pouce.

Ce système, bien que relativement ancien, fait de nouveaux adeptes (Technics, par exemple). Des recherches sont toujours entreprises à son sujet pour améliorer ses performances sur le plan dynamique et sur le pompage du souffle, souffle suivant la variation de gain des amplificateurs commandés en tension utilisés ici.

Le DBX offre un intérêt supplémentaire qui est celui de pouvoir traiter les disques. Ces disques codés DBX sont d'ailleurs proposés dans le commerce spécialisé.

Adres

Le système Adres a été lancé par Toshiba qui s'en garde pratiquement l'ex-

clusivité. Il utilise un système de compression/expansion dont le taux est de 1,5, un taux plus réduit que celui adopté par DBX ou Sanyo. Ce système assure une compression supérieure dans l'aigu. Par ailleurs, les niveaux où interviennent les traitements sont dépendants de la fréquence.

Super D

Le Super D est le système de Sanyo. Il s'agit d'un système de compression/expansion à deux bandes de fréquences. Le taux de compression/expansion choisi est de 2, comme pour le DBX. Le circuit est basé sur des circuits intégrés NE 570 de Signetics. L'amélioration annoncée par Sanyo est de 35 à 40 dB. Les constantes de temps des détecteurs de niveau des deux bandes de fréquences sont différentes.

Compander

Ce mot est une contraction anglo-saxonne de compresseur et expanseur (courbes 9). C'est le nom choisi par Hitachi, un constructeur qui veut se singulariser. Le taux de compression/expansion est le même que celui de l'Adres de Toshiba, il est de 1,5.

Conclusions

Nous avons abordé ici un peu tous les systèmes sur leur constitution ou sur le plan théorique. D'autres paramètres entrent en jeu, comme par exemple la réponse à des trains d'impulsions, ce qui permet de se rendre compte de la reconstitution plus ou moins parfaite d'un train d'ondes. Les compresseurs/expanseurs sont des systèmes dotés d'une certaine constante de temps, une constante de temps que l'on choisit, si possible, en fonction de la bande de fréquences concernée. Si le système est à large bande, on est appelé à prendre une moyenne entre toutes les valeurs possibles, ce qui peut faire préférer les systèmes à plusieurs bandes de fréquences, systèmes qui sont, bien entendu, nettement plus chers.

L'important est surtout de réduire un bruit de fond prohibitif sur une cassette. Le Dolby B est déjà très efficace. Les 10 ou 20 dB supplémentaires que l'on peut avoir avec un autre réducteur de bruit sont intéressants, mais risquent de provoquer des perturbations dans le son, perturbations qui tendront à détériorer le naturel de la reproduction musicale.

E.L.

Bloc-notes

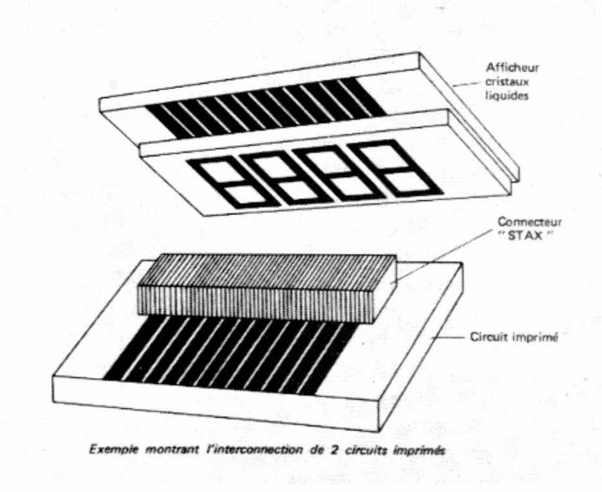
Connecteurs Hulltronics

Hulltronics qui vient de confier à Tekelec Airtronic pour la France, la distribution de ses connecteurs, offre des technologies révolutionnaires dans le cas de connexions caoutchouc élastromères-conducteurs.

Deux sont à noter :
1° le système STAX tm
2° le système MOE tm.

1° Les connecteurs STAX tm sont composés de couches alternatives de zones conductrices et d'élastromère isolant. Les couches sont d'une épaisseur moyenne de 5/100°. Le désalignement des zones de contact ne devient plus un problème grâce à la très faible épaisseur inter-couches.

Ces connecteurs sont particulièrement destinés pour l'interconnexion de composants tels que circuits hybrides sous formes de chips, afficheurs, circuits imprimés et câbles plats. Ils sont normalement pressés entre deux circuits par n'importe quel dispositif mécanique.



Exemple montrant l'interconnection de 2 circuits imprimés

Avantages du système STAX tm :
– force d'insertion nulle,
– raccordement sans soudure ou collage,
– très faible résistance de contact,
– implantation haute densité,
– admet un total désalignement des contacts,
– parfaite tenue aux chocs et vibrations.

Plusieurs millions de connecteurs STAX tm sont maintenant en utilisation dans des montres, des calculatrices, des voltmètres digitaux, des pendulettes, etc.

2° Le système MOE tm est conçu sur le principe de zones métallisées, conductrices, déposées sur un substrat élastomère. Une faible pression est suffisante pour assurer un contact parfait.

Le système MOE tm est particulièrement destiné pour l'interconnexion de circuits hybrides et de chips entre eux ou avec d'autres composants.

Le substrat est composé de caoutchouc silicone. Celui-ci peut être moulé ou formé pour offrir des zones rigides pour assurer un maintien parfait des composants. Dans ce cas, les zones métallisées passent de l'état rigide à l'état flexible, sans risque de cassure.

Avantages du système MOE tm :
– force d'insertion nulle,
– raccordement sans soudure ou collage,
– implantation de très haute densité,
– utilisable en environnement très sévère,
– très haute fiabilité.

Récepteurs à synthèse de fréquence

SONY CRF 1 et ICF 2001



LA synthèse de fréquence est une technique qui, utilisée en réception, permet de disposer d'une réception particulièrement stable en fréquence. En effet, avec un récepteur à synthèse de fréquence, les fréquences reçues seront multiples d'une base de temps dont la fréquence sera verrouillée par quartz. L'accord se fera obligatoirement sur une harmonique de cette fréquence de base, qui pourra être de rang très élevé. Par exemple sur le CRF 1, on peut avoir une station tous les 100 Hz, pour recevoir une station à 30 MHz, on se verrouillera sur la 300 000e harmonique de 100 Hz !

Cette précision de fréquence facilitera l'écoute des stations dont on connaîtra parfaitement la fréquence. Ces appareils se distinguent de ceux à fréquencemètre qui sont des appareils classiques auxquels on a ajouté un compteur de fréquence, les autres circuits étant tout à fait standards.

Les ICF 2001 et CRF 1 de Sony sont deux appareils qui utilisent ces techniques, ils seront sans doute suivis par des générations de produits similaires, une fois que les circuits intégrés sont créés, les fabricants les proposent à beaucoup de constructeurs. Cette tendance à la multiplication des systèmes à synthèse devrait se préciser dans les années à venir.

L'ICF 2001

L'ICF 2001 est un récepteur à synthèse de fréquence et programmation des fréquences par clavier. Il couvre les gammes suivantes : MF de 76 à 108 MHz (sur notre échantillon) et la modulation d'amplitude de 150 kHz à 30 MHz. La réception de la BLU et de l'onde pure est possible, un bouton permet l'accord fin pour ces deux modes de réception. Le pas de réglage des stations est de 1 kHz pour la modulation d'amplitude et de 100 kHz pour la MF. La programmation des fréquences se fait par clavier on peut aussi rechercher une station par balayage manuel de la bande ou encore demander un balayage entre deux limites que l'on aura fixées soi-même. 6 stations préréglées (on choisit soi-même le nombre de stations MA et MF) sont disponibles. En bateau, on pourra par exemple se mettre en veille sur les fréquences d'alerte. Les fréquences sont affichées sur un afficheur à cristaux liquides, afficheur qui dira à l'utilisateur de recommencer sa programmation en cas d'erreur ou de dépassement de gamme.

Un interrupteur de sommeil permet de s'endormir en musique, il arrêtera automatiquement la musique au bout d'une durée programmée.

L'ensemble est alimenté par trois (seulement) piles de 1,5 V gros modèle plus deux petites piles servant pour la mémoire des stations. Les grosses piles dureront 9 heures environ et les petites plus d'un an. L'appareil se porte en bandoulière ou peut se placer sur une table, où une béquille l'inclinera pour présenter sa face à l'utilisateur.

Il peut aussi être alimenté sur bloc secteur ou sur batterie 12 V.

Le CRF 1

C'est le professionnel de la famille, un récepteur construit sur un châssis moulé ! Il ne reçoit pas la modulation de fréquence mais son unique cadran présente une gamme de réception de 10 kHz à 30 MHz. Comme ce cadran n'est pas assez précis, nous avons un indicateur de fréquence qui offre une précision de 100 Hz. La recherche d'une station s'opère en deux temps, on commence par rechercher rapidement la gamme à recevoir, ensuite, on passe en démultiplication pour bénéficier d'une gamme étalée. En mode non démultiplié, le système fonctionne en boucle ouverte, comme sur un récepteur radio classique, en poussant le bouton, on enclenche le système de

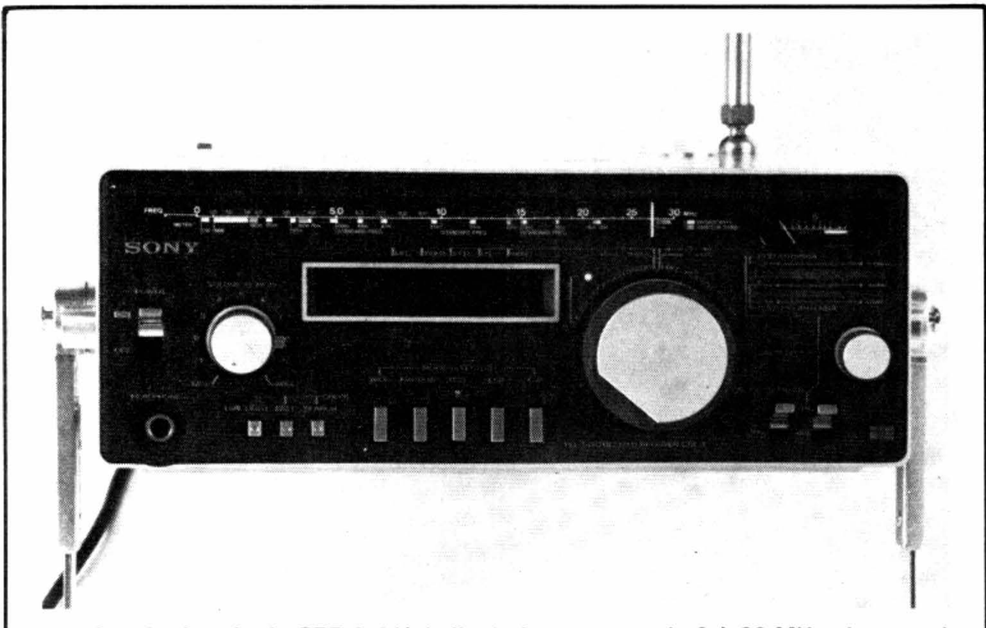


Photo A. – La façade du CRF 1. L'échelle du haut couvre de 0 à 30 MHz : les grandes ondes occupent 5 mm du cadran ! Le fréquencemètre affiche le 1/10e de kHz.

PLL permettant de disposer d'un pas de 100 Hz entre les fréquences.

Un présélecteur de fréquence permet d'accorder l'antenne télescopique incorporée ou une antenne externe. Cet accord se fait sur un petit cadran annexe installé en façade. On pourra recevoir ici la MA, la BLU (les deux bandes latérales), les ondes pures. Deux sélectivités sont offertes pour la MA, pour la BLU, cette dernière est encore plus étroite. En large bande, nous avons une sélectivité à – 6 dB de 10 kHz, en bande étroite, elle passe à 4,4 kHz et enfin en BLU elle est de 2 kHz.

L'alimentation est confiée à 8 piles R 20 de 1,5 V, un adaptateur secteur est fourni. Une alimentation externe en 12 V est également assurée.

La synthèse de fréquence

La synthèse de fréquence appliquée en réception consiste à verrouiller la fréquence de l'oscillateur local d'un récepteur sur un quartz. Pour ce faire, on utilise un oscillateur local dont la fréquence est modifiable électriquement, par exemple par une diode à capacité variable.

La fréquence de l'oscillateur local est envoyée dans un diviseur programmable pour l'amener par exemple à 100 Hz si l'on désire une progression de fréquence de 100 Hz. Par ailleurs, on dispose d'un oscillateur à quartz très stable. La fréquence de cet oscillateur est divisée pour l'amener également à 100 Hz. Les deux fréquences, le 100 Hz du quartz et le 100 Hz de l'oscillateur local sont comparées dans un comparateur de phase. Si une différence existe, une tension apparaît sur la sortie du comparateur, cette tension est appliquée à l'oscillateur local qui rectifiera sa fréquence jusqu'à ce que l'on obtienne très exactement la fréquence de référence du quartz. Lorsque la boucle est refermée, l'oscillateur se verrouille. Pour modifier la fréquence de l'oscillateur local, on va changer le rapport du diviseur programmable par l'intermédiaire d'un compteur/décompteur. Dans le cas du CRF 1, ce rapport est modifié par un système optoélectronique, une roue perforée donne des ordres à un compteur, suivant le sens de la rotation, on comptera ou on décomptera. Le processus de synthèse utilisé dans le CRF 1 diffère de ce schéma simplifié car on travaille sur une large plage de fréquences.

Il y a en effet 5 oscillateurs dans le système de synthèse du CRF 1, certains étant à quartz.

Le CRF 1 utilise un double changement de fréquence. Le premier changement donne une fréquence FI de 55,845 MHz, le second donne du 455 kHz.

Par ailleurs, étant donné que l'on travaille sur une large plage de fréquences, on est obligé de commuter une série de filtres, chaque filtre est un passe-bande à plusieurs éléments, chacun d'entre eux couvre une bande de fréquences d'une octave. La commutation des filtres est assurée par le circuit intégré d'asservissement de la fréquence (PLL). A titre indicatif, le circuit de synthèse de fréquence est à 42 pattes, il commande également l'afficheur de fréquence.

L'ICF 2001 est un récepteur plus simple, bien qu'offrant la modulation de fréquence. Son double changement de fréquence conduit à deux FI, la première est de 66 MHz, la seconde de 10,7 MHz ; la sélectivité nécessaire à MA étant assurée par un filtre à quartz, on utilise ainsi les mêmes amplificateurs FI en MA et en MF.

Ici, nous avons deux systèmes PLL. Le premier est destiné à la MA et à la MF, (la MF n'a qu'un changement de fréquence), le pas étant de 100 kHz. Pour avoir un pas de 1 kHz en MA, c'est un second système PLL qui offre un pas de 100 kHz et qui couvre une gamme de 100 kHz pour combler les « trous » laissés par le premier système de PLL.

Le réglage fin de l'oscillateur pour la détection des émissions en BLU se fait par modification de fréquence d'un oscil-

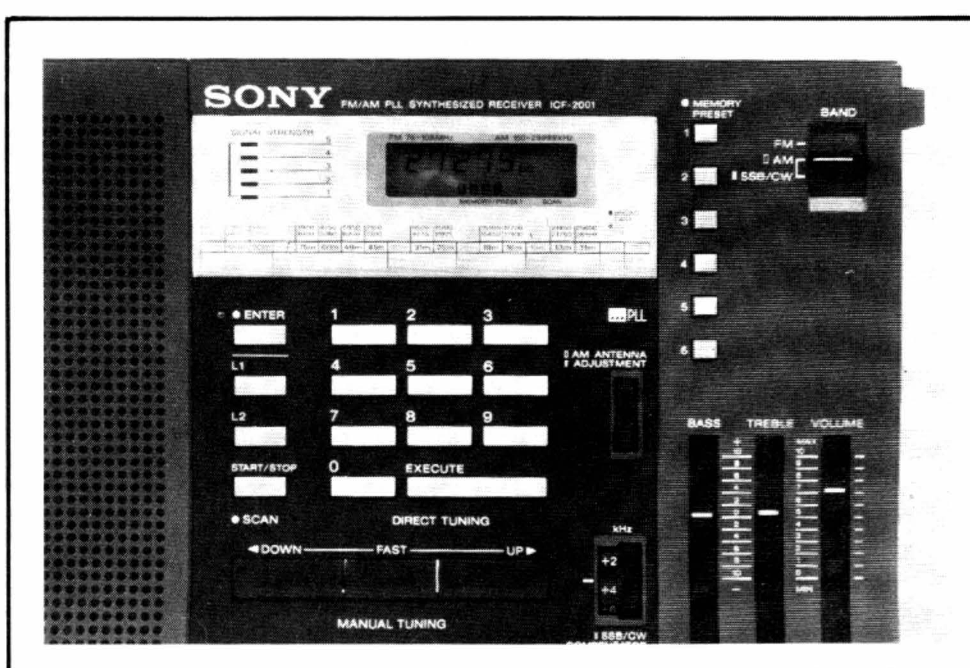


Photo B. – Un tableau de bord qui n'a rien à voir avec ceux des postes à transistors.

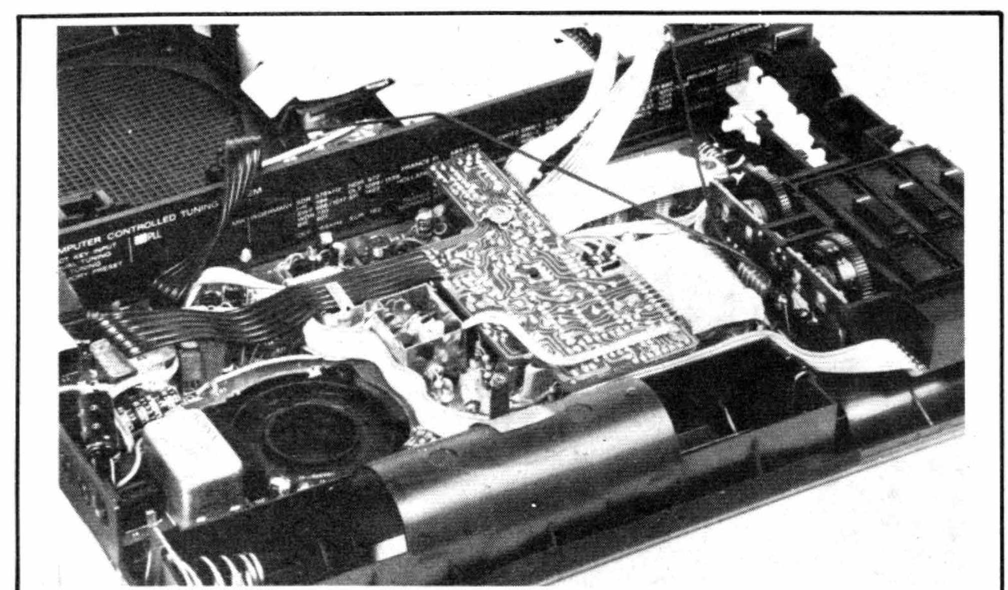


Photo C. – Détail de la fabrication de l'ICF 2001. Les circuis sont très concentrés, les liaisons entre circuits se font sur des câbles plats.

lateur à quartz par une diode varicap, la variation de fréquence autorisée est de ± 8 kHz.

Réalisation

Le CRF 1 est un appareil d'une sophistication extrême. C'est un appareil de classe professionnelle, son électronique est montée sur un châssis en zamack moulé, ce châssis comporte divers compartiments offrant un blindage sérieux vis-à-vis des parasites externes. Les démultiplications mécaniques sont d'une grande précision, tous les câbles sont fignolés.

Pour l'ICF 2001, appareil destiné à un public très large, nous avons une construction qui se rapproche davantage de celle des appareils grand public, le prix de revient de la fabrication étant sans doute un objectif ayant présidé à la conception du produit. Dans les deux cas, nous avons des appareils tout à fait à la pointe des techniques, des appareils simples et agréables à utiliser, des appareils bien construits, attrayants.

Conclusions

Les techniques de synthèse de fréquence très utilisées dans le domaine professionnel ont mis pas mal de temps à parvenir dans le grand public, ces deux appareils sont là pour en témoigner. L'ICF 2001 trouvera une place partout, dans le bateau, sur le bureau, bref partout où l'on aimera avoir à la fois de la musique et les ondes courtes. Pour le CRF 1, nous sommes devant un appareil conçu pour les grandes distances, un appareil dans lequel on appréciera le confort de manipulation et la précision de l'accord. Cette gamme unique nous a paru insolite à première vue, elle ne se rencontre pas sur n'importe quel récepteur ! De très belles réalisations techniques.

E.L.

Bloc-notes

Le magnétoscope HITACHI VT 7000 S



Ce magnétoscope portatif compact et léger est équipé de quatre moteurs, dont deux à entraînement direct (tambour de têtes et cabestan).

Son poids : 5,9 kg + batterie 1,1 kg.

– Raccordement sans déchirement d'image entre deux séquences (= editing).

– Toutes fonctions par clavier électromécanique ; télécommande à fil.

Trois possibilités d'alimentation :

a) sur secteur, par l'intermédiaire du tuner VT-TU 70 S ou du bloc alimentation AV-70 S,

b) par un accumulateur interne (une heure d'autonomie),

c) par une alimentation basse tension (batterie de voiture).

– Arrêt sur image et avance image par image (cette dernière fonction uniquement par télécommande).

– Trois entrées vidéo avec, dans l'ordre de priorité : caméra, line, tuner.

– Visualisation lumineuse de l'état de charge de l'accumulateur (charge faible, normale ou maximum).

– Circuit de coupure automatique de l'alimentation en provenance de l'accumulateur lorsque ce dernier ne peut plus assurer un fonctionnement normal, évitant ainsi tout risque de détérioration (sécurité).

– Equipé d'un modulateur (canal UHF 30 à 39).

Tuner VT-TU 70 S

– Tuner minuterie permettant d'alimenter le VT-7000 S, de recharger l'accumulateur (soit directement, soit ce dernier restant en poste dans le VT-7000 S), en plus de sa fonction d'enregistrement des émissions TV.

– Régulation automatique de la charge avec coupure à partir de 40 mA.

– Possibilité de programmer l'enregistrement d'une émission de TV dans une période de dix jours ou l'enregistrement séquentiel quotidien (le nombre de ces enregistrements variant en fonction de la durée de la cassette).

Camera VK-C 750 S

– Caméra couleur monotube équipée d'un zoom × 3 dont les commandes de mise au point de variation de focale sont couplées à un viseur télémétrique.

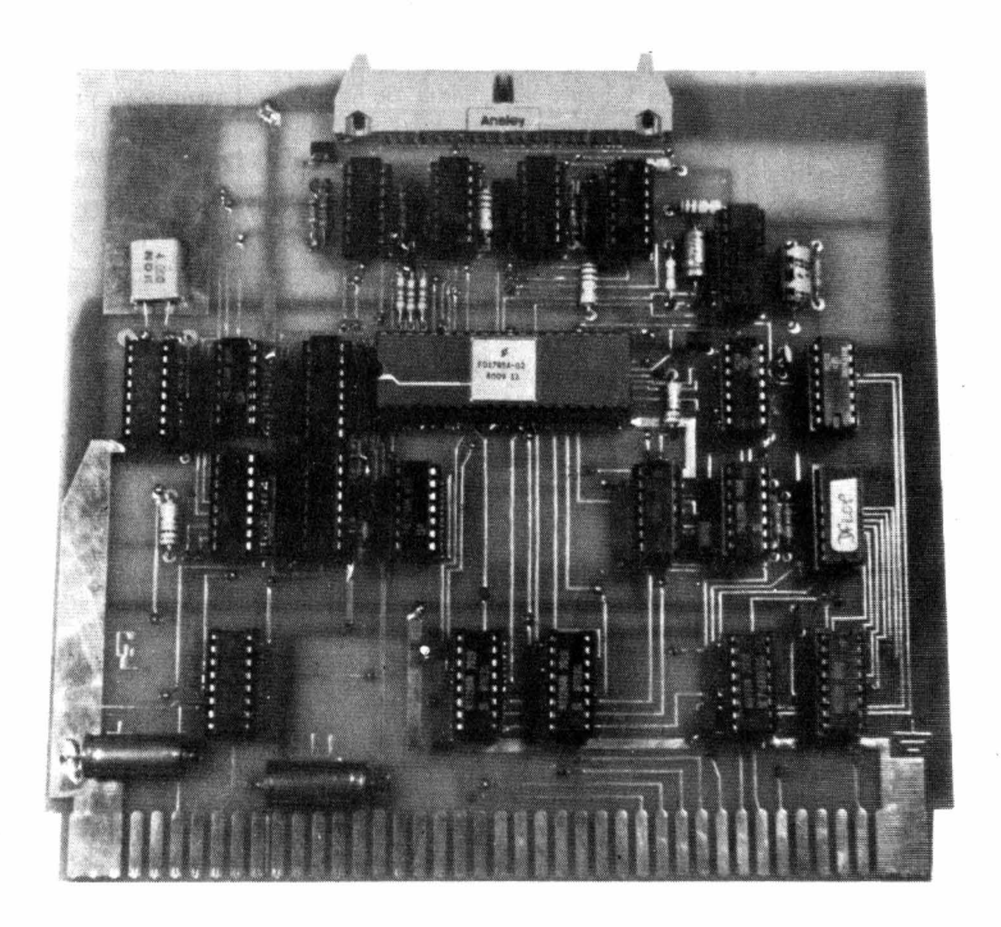
– Sensibilité automatique.

– Télécommande des fonctions « pause » et « enregistrement » du VT-7000 S.

– Affichage dans le viseur de la caméra par LED de la fonction enregistrement (V), d'un manque de lumière (L) ou d'une charge insuffisante de l'accumulateur (B).

Réalisez un mini ordinateur domestique

LA CARTE DE COUPLAGE DES DISQUES SOUPLES



AINSI que nous l'avons annoncé le mois dernier, nous allons aborder aujourd'hui l'étude du schéma de la carte IFD, étude suivie immédiatement par la réalisation de cette carte. Ces indications laissant prévoir un programme assez chargé. Entrons tout de suite dans le vif du sujet.

Généralités

Le cœur de la carte IFD est, comme nous l'avons laissé prévoir le mois dernier, le circuit contrôleur de floppy WD1795 de Western Digital ; aussi allons-nous consacrer la plus grande partie de cette étude du schéma à l'examen des possibilités de ce merveilleux circuit. Cette étude sera, à la fois, matérielle avec la description des différents signaux arrivant sur ce boîtier, et logicielle avec l'étude des registres internes ; étude qui facilitera d'autant les tests que vous pourrez être amenés à effectuer sur la carte avant son raccordement aux lecteurs de disques.

Comme à l'accoutumée, la lecture et la compréhension complète de cette partie théorique ne sont pas indispensables si vous êtes pressés et si tout fonctionne bien ; cependant, nous trouvons plus satisfaisant pour l'esprit de savoir comment fonctionne ce que l'on réalise ; de plus, il ressort de votre courrier que vous êtes très nombreux à demander plus de détails théoriques relatifs au fonctionnement des circuits. Alors...

Codage du signal sur le disque

Nous n'en avons pas parlé la dernière fois. Mais force est d'étudier cela maintenant car ce procédé de codage conditionne une partie de la circuiterie de la carte IFD.

Deux procédés de codage des informations binaires sur la disquette existent selon que l'on travaille en simple ou double densité. En simple densité, c'est le procédé FM qui est utilisé (FM vient de modulation de fréquence mais cela n'a rien à voir avec le système radiophonique !). la figure 1 montre un exemple de codage de l'octet D2. Il faut savoir que la disquette est divisée artificiellement en cellules de bit (bit cell) au moyen de tops d'horloge régulièrement espacés et distants de 8 μs pour des mini floppies. L'écriture d'un bit se fait en placant ou non un top entre deux tops d'horloge consécutifs selon que l'on veut écrire un un ou un zéro (respectivement).

A la lumière de ces quelques explications, vous pouvez pressentir quelques difficultés (heureusement facilement solubles avec quelques circuits TTL) pour décoder l'information enregistrée sur la disquette.

Pour les disquettes double densité (ce qui ne sera pas notre cas) un procédé encore plus complexe est utilisé afin de diminuer le nombre de bits par mot et d'augmenter ainsi la densité d'information sur la disquette. Ce procédé appelé MFM (de modified FM) et dont un exemple est donné figure 1 (vous pouvez d'ailleurs constater qu'il utilise deux fois moins de bits que le procédé FM) utilise le principe suivant : la cellule de bit est toujours définie mais n'est plus matérialisée par des tops d'horloge réguliers. Un « un » est matérialisé par l'enregistrement d'un top au milieu de la cellule de bit (comme en FM) ; un top d'horloge est enregistré au début d'une cellule de bit si aucun bit de donnée à un n'a été écrit dans la cellule précédente et aucun bit de donnée à un ne sera écrit dans la cellule suivante.

La complexité du procédé de codage en MFM conduit à des circuits de décodage assez volumineux et aux réglages délicats, ce qui nous a fait abandonner l'idée de travailler en double densité.

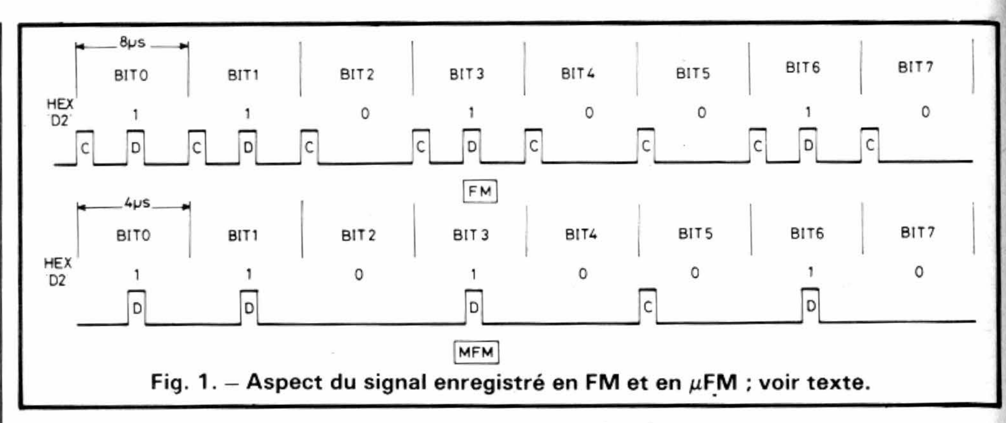


Fig. 1. – Aspect du signal enregistré en FM et en μFM ; voir texte.

Structure du WD1795

Ce circuit remplace à lui tout seul une bonne trentaine de boîtiers TTL et simplifie grandement le schéma de la carte. L'étude d'un tel circuit ne « se traitant pas à tous les coins de rues », ni même d'ailleurs dans certaines revues ou ouvrages spécialisés ou prétendus tels, nous allons la développer un peu afin que vous soyez à même, par la suite, de comprendre ce qui se passe réellement dans votre système.

La figure 2 montre le synoptique interne simplifié du WD1795. On peut y voir : un bloc interface microprocesseur gérant tous les signaux relatifs au bus et comportant les registres internes au circuit qui seront lus ou écrits par le 6800 ; un bloc gérant tous les signaux logiques relatifs au disque et un PLA, c'est-à-dire un réseau logique programmable qui décode et exécute les macrocommandes que peut comprendre le WD1795.

Si l'on regarde la chose un peu plus en détail (haut de la figure 2), on constate

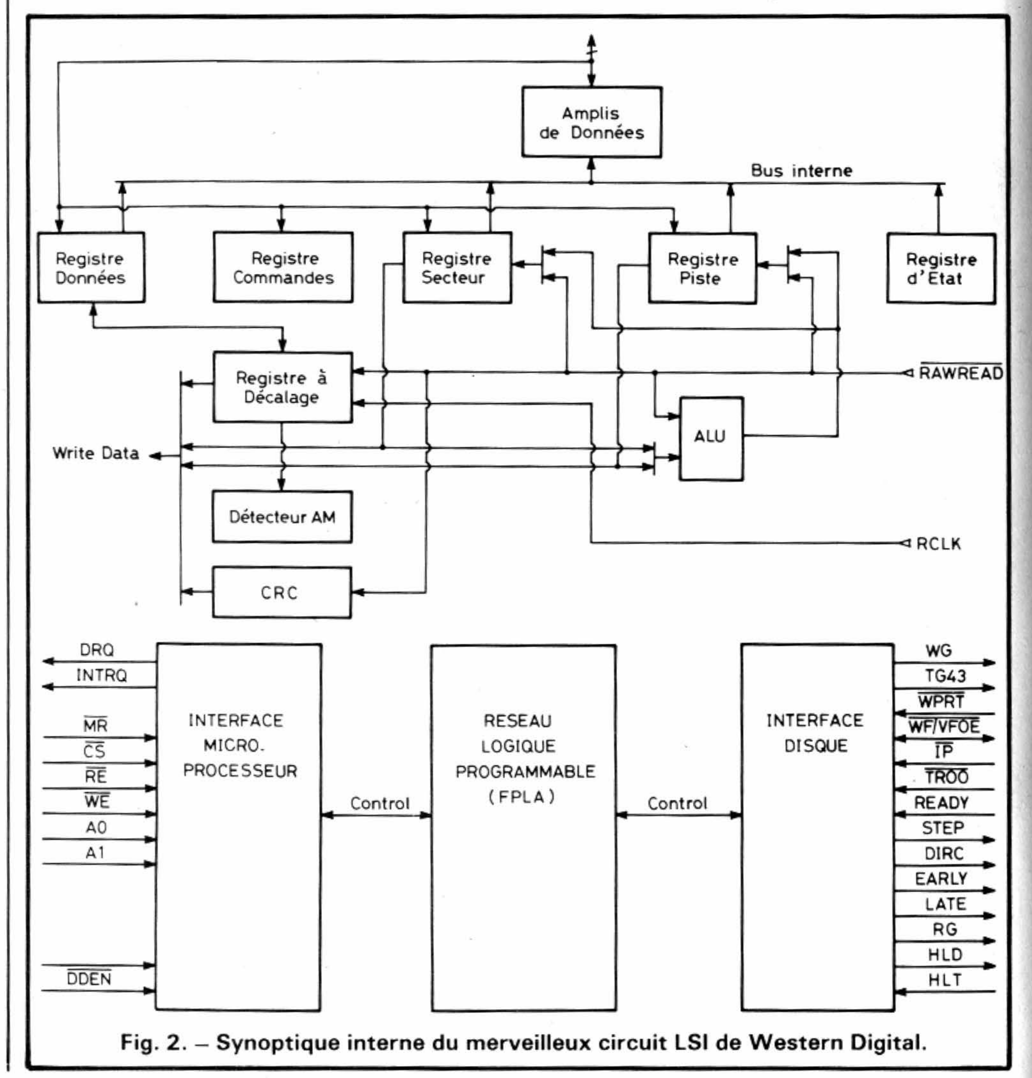


Fig. 2. – Synoptique interne du merveilleux circuit LSI de Western Digital.

Adresse réelle	A_1	A_0	Lecture	Ecriture
8200	0	0	Registre d'état	Registre de commande
8201	0	1	Registre de piste	Registre de piste
8202	1	0	Registre de secteur	Registre de secteur
8203	1	1	Registre de données	Registre de données

Fig. 3. – Adressage des registres internes du WD 1795.

	BITS							
Type de commande	7	6	5	4	3	2	1	0
1 RESTORE	0	0	0	0	H	V	R_1	R_0
1 SEEK	0	0	0	1	H	V	R_1	R_0
1 STEP	0	0	1	U	H	V	R_1	R_0
1 STEP IN	0	1	0	U	H	V	R_1	R_0
1 STEP OUT	0	1	1	U	H	V	R_1	R_0
2 READ SECTOR	1	0	0	M	B	E	S	0
2 WRITE SECTOR	1	0	1	M	B	E	S	A_0
3 READ ADDRESS	1	1	1	0	0	E	S	0
3 READ TRACK	1	1	1	0	0	E	S	0
3 WRITE TRACK	1	1	1	1	0	E	S	0
4 FOCE INTERRUPT	1	1	0	1	I_3	I_2	I_1	I_0

Fig. 4. – Commandes exécutables par le WD 1735 (voir texte et tableaux suivants).

H = 1 H = 0	Chargement de la tête Déchargement de la tête
V = 1 V = 0	Vérification de la piste choisie Pas de vérification
R_1, R_0	Vitesse du moteur pas à pas (voir texte)
U = 1 U = 0	Actualisation du registre de piste Pas d'actualisation
M = 0 M = 1	Enregistrement simple Enregistrements multiples
A_0 = 0 A_0 = 1	FB comme Data Address Mark F8 commeDeleted Data Mark
E = 1 E = 0	Délai de 15 ms sur chargement tête Pas de délai
S = 0 S = 1	Place la sortie « face » (SSO) à 0 Place la sortie « face » (SSO) à 1
B = 0 B = 1	Sélection de la longueur des secteurs Pour compatibilité IBM.
I_3, I_2 I_1, I_0	Sélection de la cause d'interruption

Fig. 5. – Signification des lettres et symboles du tableau de la figure 4.

GAP 1	ID AM	N° PISTE	N° FACE	N° SECTEUR	LONGUEUR SECTEUR	CRC 1	CRC 2
GAP 2	DATA AM	DONNEES DU SECTEUR CONSIDERE	CRC 1	CRC 2			

Fig.6. – Codification des informations relatives à un secteur de la disquette.

qu'autour d'un bus interne (mais oui !) sont placés cinq registres qui sont : secteur, piste, données, commandes, état. En fait, vu côté micro, ces cinq registres ne seront que quatre, les registres de commande et d'état occupant la même adresse, car celui de commande ne peut qu'être écrit, tandis que celui d'état ne peut être que lu. Autour de ces registres un certain nombre d'éléments logiques cohabitent mais leur description est sans intérêt pratique.

Ce qu'il faut retenir de cette structure à quatre (ou cinq) registres, ce sont les possibilités de commandes très évoluées qu'elle permet. La figure 3 précise l'adressage des registres internes dans un cas concret, celui de la carte IFD.

Le WD1795 est à même, ainsi que nous allons le voir, d'exécuter des macro-commandes, c'est-à-dire des commandes très évoluées telles que : lecture de la piste numéro xx, déplacement de la tête sur la piste yy, etc.

Ces commandes lui sont envoyées par le micro en écrivant certaines combinaisons de bits dans le registre de commande ; combinaisons indiquées dans le tableau de la figure 4. Tableau que nous allons commenter.

Les commandes sont classées en trois types : le 1, le 2 et le 3 (La Palisse n'aurait pas fait mieux), selon qu'elles ne concernent que le mouvement de la tête (commandes du type 1), que la lecture ou l'écriture de données au sein des secteurs de disquettes déjà formatées (commandes de type 2) ou la lecture et l'écriture sur toute l'étendue de la disquette (commande de type 3).

Chaque commande est caractérisée par une certaine combinaison de bits fixes et par un certain nombre d'options matérialisées dans le tableau de la figure 4 par des lettres dont la signification est donnée ci-après et dans le tableau de la figure 5.

Examinons rapidement le rôle de chaque commande :

– Restore amène la tête sur la piste 00, quelle que soit sa position au moment de cette commande et quels que soient les contenus de tous les autres registres du WD.

– Seek déplace la tête sur la piste dont le numéro a été placé, préalablement, à l'envoi de cette commande dans le registre de données. En fin d'exécution, le numéro de la piste atteinte se trouve dans le registre de piste. S'il est différent de celui qui avait été demandé, un bit d'erreur est positionné dans le registre d'état (voir plus loin).

– Step, step in et step out font déplacer le moteur d'entrainement de la tête d'une position (donc d'une piste) : dans le sens utilisé lors du dernier déplacement pour step, dans le sens piste 00

N° de BIT	SIGNIFICATION
B_7 PAS PRET	Si B_7 = 1 le disque n'est pas prêt (porte ouverte, disquette non en place, etc.)
B_6 PROTECTION	Si B_6 = 1 le disque est protégé en écriture.
B_5 TETE CHARGEE	Si B_5 = 1 la tête est chargée sur le disque.
B_4 ERREUR DE PISTE	Si B_4 = 1 la piste demandée n'a pas été atteinte
B_3 CRC	Si B_3 = 1 il y a erreur de CRC.
B_2 PISTE 00	Si B_2 = 1 la tête est sur la piste 00.
B_1 INDEX	Si B_1 = 1 l'index vient de passer devant le détecteur d'index.
B_0 OCCUPE	Si B_0 = 1 le WD 1795 est en train d'exécuter une commande.

Fig. 7. – Signification des bits du registre d'état lors des commandes de type 1.

N° de BIT	SIGNIFICATION
B_7 PAS PRET	Idem tableau figure 7
B_6 PROTECTION	Idem tableau figure 7
B_5 ERREUR ECRITURE	B_5 = 1 indique une erreur en écriture.
B_4 NON TROUVE	B_4 = 1 indique que le secteur spécifié n'a pu être trouvé.
B_3 CRC	Idem tableau figure 7.
B_2 PERTE DE DONNEES	B_2= 1 indique que le micro n'a pas répondu assez vite au WD et que des données ont été perdues.
B_1 DONNEES PRESENTES	B_1 = 1 indique qu'une donnée vient d'être lue sur le disque.
B_0 OCCUPE	Idem tableau figure 7.

Fig. 8. – Signification des bits du registre d'état lors des commandes de types 2 et 3.

vers piste 35 pour step in et dans le sens contraire pour step out.

– Read sector permet au WD de lire le secteur dont le numéro a été placé au préalable dans le registre de secteur, et se trouvant sur la piste spécifiée par le contenu du registre piste.

– Write sector réalise la même fonction au point de vue décodage de l'emplacement du secteur, mais permet d'écrire dans le secteur concerné.

– Read address permet de lire l'adresse complète d'un secteur, cette commande est rarement utilisée dans le DOS en dehors du formatage de nouvelles disquettes ou des tests d'intégrité des disquettes.

– Read track permet d'avoir accès à toute l'information contenue sur une piste ; la même remarque que pour la commande précédente s'applique.

– Write track, même chose que read track mais en écriture.

– Force interrupt, non utilisé dans notre système.

Au vu de cette brève description des commandes que peut exécuter le WD, vous pouvez avoir un aperçu de la complexité interne du circuit (ce qui justifie son prix !). Par ailleurs, chaque commande est assortie d'un certain nombre d'options détaillées dans le tableau de la figure 5. Dans cette première approche du système, nous n'allons pas entrer dans le détail de ces options, le principal étant de connaître leur existence.

Une petite remarque suggérée par la lecture du manuscrit de cet article par un néophyte en la matière. Les commandes auxquelles nous venons de faire allusion n'ont rien à voir avec les commandes du DOS qui sont, elles, beaucoup plus simples d'emploi et puissantes. Le seul cas où vous aurez à utiliser ces commandes élémentaires sera celui de la mise en service afin de vérifier que tout va bien ; et encore, nous vous indiquerons exactement quelle manipulation réaliser pour cette mise en service, ainsi que pour localiser, dans la mesure du possible, une éventuelle panne.

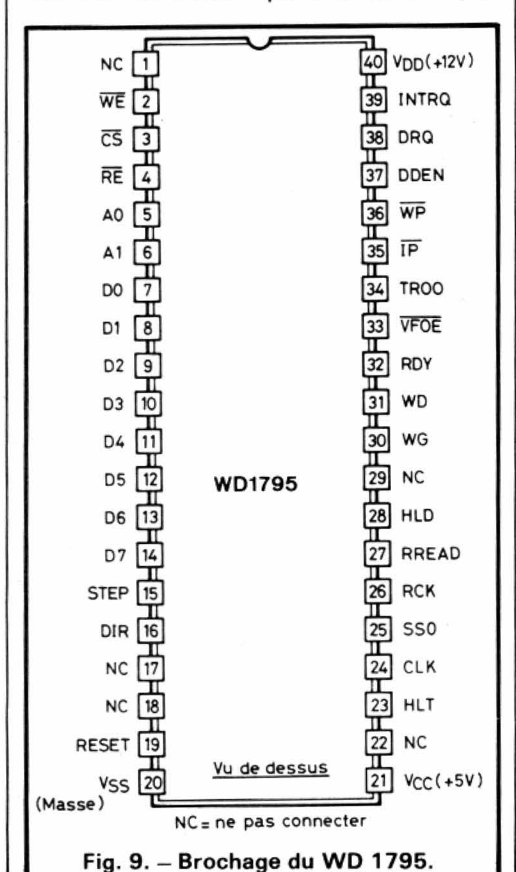


Fig. 9. – Brochage du WD 1795.

Afin d'être tout à fait complet et toujours dans l'optique qui vient d'être exposée à l'instant, nous allons poursuivre cette étude avec la présentation des messages que le WD peut délivrer au micro suite à l'exécution d'une commande. Il nous faut au préalable vous préciser comment sont organisées les informations sur la disquette. Ce qui est fait au moyen de la figure 6.

Sur chaque piste de celle-ci se trouvent dix (car nous avons décidé de mettre 10 secteurs par piste) blocs identiques à celui de la figure 6. Chaque bloc commence par un « gap » qui est un séparateur de blocs ; c'est une zone où est enregistrée une suite de caractères identiques (FF ou 00), puis vient l'identificateur de zone d'adresse (ID Address Mark) qui est un caractère spécial, suivi d'un octet indiquant le numéro de la piste (en hexadecimal) puis d'un octet indiquant le numéro de la face, et, enfin, d'un octet indiquant le numéro du secteur. Vient ensuite un octet précisant la taille du secteur (256 octets dans notre cas) suivi de deux octets qui sont les CRC calculés sur tous les octets précédents. Ces CRC sont des polynomes particuliers, calculés lors de l'écriture sur la disquette et vérifiés par le WD lors de la lecture. Leur mode de calcul en fait des indicateurs d'erreurs très sûrs, ce qui signifie qu'un CRC faux indique à 100 % des données

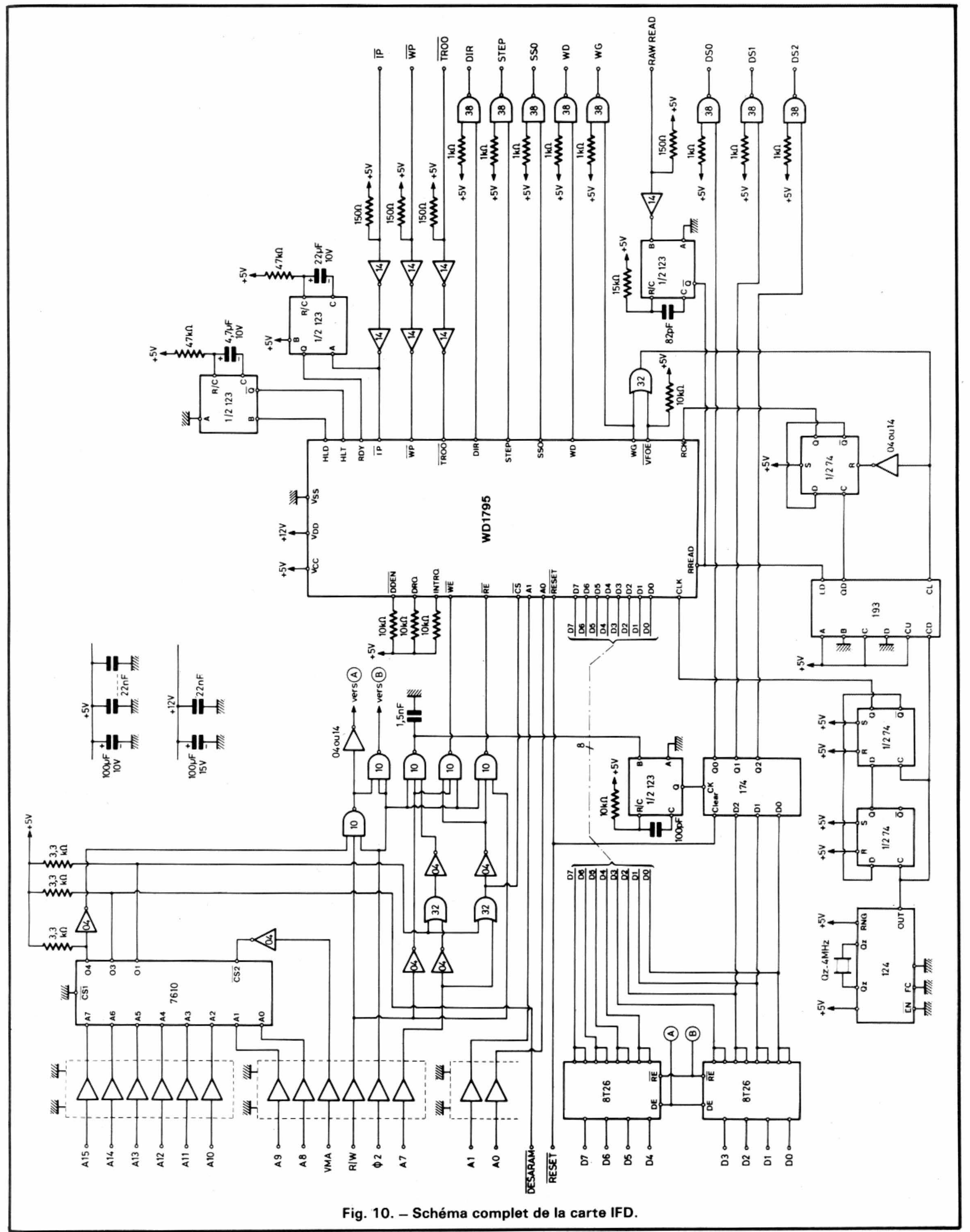


Fig. 10. – Schéma complet de la carte IFD.

	04	03	02	01
00 à 7F	1	1	1	1
80 à 81	1	0	1	1
82	0	0	1	0
83 à FF	1	1	1	1

Fig. 11. – Contenu de la PROM de décodage d'adresse.

le précédant fausses, tandis qu'un CRC exact indique à 99 % des données le précédant sans erreur. Ces deux CRC sont suivis d'un « gap » puis d'un identificateur de zone de données (Data Address Mark) et enfin par les données du secteur considéré. Ce deuxième bloc, de gap2 au dernier caractère des données, fait également l'objet de deux octets représentants le CRC calculé sur celui-ci.

C'est en partie à ce mode de rangement de l'information sur les disques souples que l'on doit la puissance de tels systèmes. Pour en revenir à notre WD1795 ; nous avons dit ci-avant qu'il était capable de fournir au micro, au moyen de son registre d'état, des informations relatives à l'exécution des commandes et à l'état des « drives » ; les tableaux des figures 7 et 8 précisent la signification des bits du registre d'état pour les commandes de type 1 (fig. 7) et pour les commandes de types 2 et 3 (fig. 8). Vous pouvez examiner ces tableaux dont le contenu est écrit en clair et est, à notre avis, suffisamment explicite, sachant que nous reparlerons de certains bits lors de la mise en service de la carte.

Afin de pouvoir commenter le schéma complet de la carte IFD, nous allons étudier maintenant le rôle des pattes du WD1795 car c'est ce dernier qui conditionne 90 % du schéma de la carte.

Les signaux du WD1795

Nous allons les passer en revue dans un ordre logique plutôt que numérique. Sachant que les appellations employées sont les mêmes que sur la documentation d'origine du circuit (pour ceux d'entre vous que cela pourrait intéresser) et surtout que celles de la figure 9 représentent le brochage de ce circuit.

– NC signifie « no connection », il ne faut donc pas connecter ces pattes.

– MR signifie « Master reset », un niveau zéro sur cette entrée remet le circuit dans un état initial bien défini et charge une commande restore dans le registre de commande. Par ailleurs, 01 est chargé dans le registre de secteur.

– VSS, VCC, VDD sont respectivement, la masse, le + 5 V et le + 12 V.

– WE signifie « write enable » ou autorisation d'écriture. Un niveau zéro sur cette ligne fait entrer les données présentes sur D0 à D7 dans le WD1795.

– CS signifie « chip select » ; un niveau zéro sélectionne le boîtier et lui permet de communiquer côté micro (le côté disque étant toujours actif).

– RE signifie « read enable » ou autorisation de lecture ; un niveau zéro fait sortir sur D0 à D7 les données contenues dans le WD.

– A0 et A1 sont les lignes d'adresses qui servent à la sélection des registres internes comme indiqué figure 3.

– D0 à D7 sont les lignes d'entrée/sortie des données.

– CLK est une entrée horloge utilisée par la circuiterie interne au WD. Pour des mini floppy il faut que CLK soit à 1 MHz.

– DRQ signifie « data request » ou requette pour des données. Cette ligne indique qu'un mot de 8 bits a été reconstitué à partir des informations lues sur la disquette et qu'il faut que le micro vienne lire ces données dans le registre du même nom. L'état de cette ligne se retrouve dans le bit 2 du registre d'état lors de commandes de type 2 et 3, ce qui fait que cette ligne n'est utilisée que pour un travail sous interruption, ce qui n'est pas notre cas.

– INTRQ signifie « interrupt request » ou demande d'interruption. La même remarque que ci-dessus s'applique.

– STEP est une sortie qui génère une impulsion pour chaque pas de déplacement de la tête.

– DIR indique au « drive » dans quel sens doit se déplacer la tête ; un « un » la fait aller vers le centre du disque (piste 35).

– HLT signifie « head load timing » ou temps de chargement de la tête ; quand un « un » est est appliqué sur cette entrée, le WD considère que la tête est chargée.

– RCLK ou « read clock » ou horloge de lecture. Ce signal est généré par la circuiterie d'extraction des données, à partir des tops d'horloge lus sur la disquette (revoir éventuellement la figure 1).

– RREAD ou « raw read », mot à mot : lecture crue. Ce signal est directement issu de l'information lue sur la disquette et comporte donc le « mélange » des tops de données et d'horloge.

– HLD ou « head load », chargement de la tête. Cette ligne donne l'ordre au « drive » de charger la tête.

– WG signifie « write gate » ou porte d'écriture. Ce signal est mis à un par le WD avant d'écrire sur le disque.

– WD ou « write data », écriture des données. Ce signal contient les données à écrire sur la disquette selon un codage FM (fig. 1) codage qui est généré par le WD tout seul !

– RDY ou « ready » ou prêt. Ce signal en provenance du « drive » indique au WD s'il est prêt ou non.

– VFOE ou « VFO enable » ou valida-

Adresse	Zone	
FFFF		
F800	TAVBUG ou TAFLOP	
E060	LIBRE	
C000	BASIC en ROM (éventuellement)	
A000	TAV DOS (8 k de RAM)	2 cartes statiques ou 2ebloc ou 3e bloc 16 K RAM dynamique
8300	RAM UTILISATEUR (Facultative)	
8200	Carte IFD	
8000	Carte ISA	
0000	RAM UTILISATEUR	Minimum 12 K pour travailler avec TAV DOS

Fig.12. – Organisation mémoire du système avec le DOS.

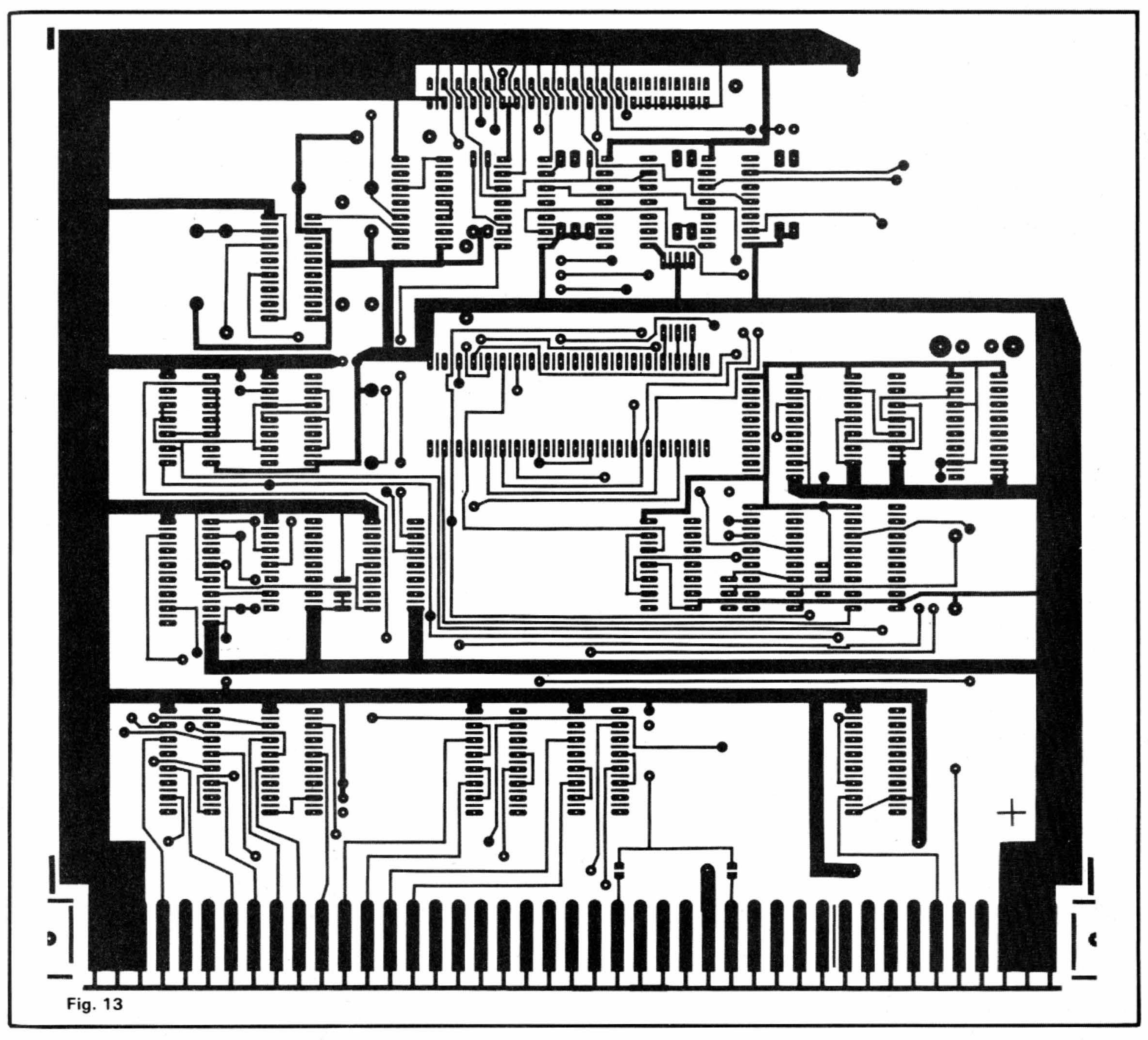


Fig. 13

tion du VFO. Cette entrée/sortie est utilisée par le circuit d'extraction des données.

– TR00 ou « track 00 » ou piste 00. Cette ligne indique au WD que la tête est positionnée sur la piste 00.

– IP ou « index pulse » ou impulsion d'index. Cette ligne signale au WD que le trou d'index vient de passer devant le détecteur.

– WP ou « write protect » ou protection d'écriture. Cette ligne indique au WD si la disquette engagée est protégée ou non en écriture.

– DDEN ou « double density enable » ou validation double densité. Indique au WD que l'on veut travailler en double ou simple densité.

– SSO ou « side select output » ou sélection de face. Indique au « drive » que l'on souhaite travailler sur la face 0 ou 1.

Cet inventaire étant terminé, nous pouvons passer à l'analyse rapide du schéma de la carte.

Etude du schéma

Contrairement à l'habitude, nous ne l'avons pas découpé en plusieurs sous-ensembles car, compte tenu de sa structure, il s'y prêtait assez mal. Cela ne va pas nuire à son étude car nous allons examiner le monstre de la figure 10, morceau par morceau.

Sur la droite du circuit, se trouvent les circuits d'interface électrique avec les « drives ». Ces circuits réalisent une adaptation comme indiquée sur la figure 10 de notre précédent numéro. Il y a peu de remarques à faire étant donné que les signaux entrant ou sortant du WD portent les mêmes noms et se comportent de la même façon que ceux présents sur le « drive » (revoir éventuellement leur définition donnée le mois dernier et comparer avec celles données ci-avant lors de l'étude du WD).

Deux monostables sont visibles sur cette interface vers les « drives ». Le premier au niveau des lignes HLD et HLT génère un temps correspondant au temps de chargement de la tête (valeur nominale 75 ms). En fait, avec les drives TANDON choisis, ce monostable pourrait avoir son temps considérablement réduit. Cependant, comme nous ne voulons pas imposer une marque de « drives », nous avons prévu le cas général. Le second

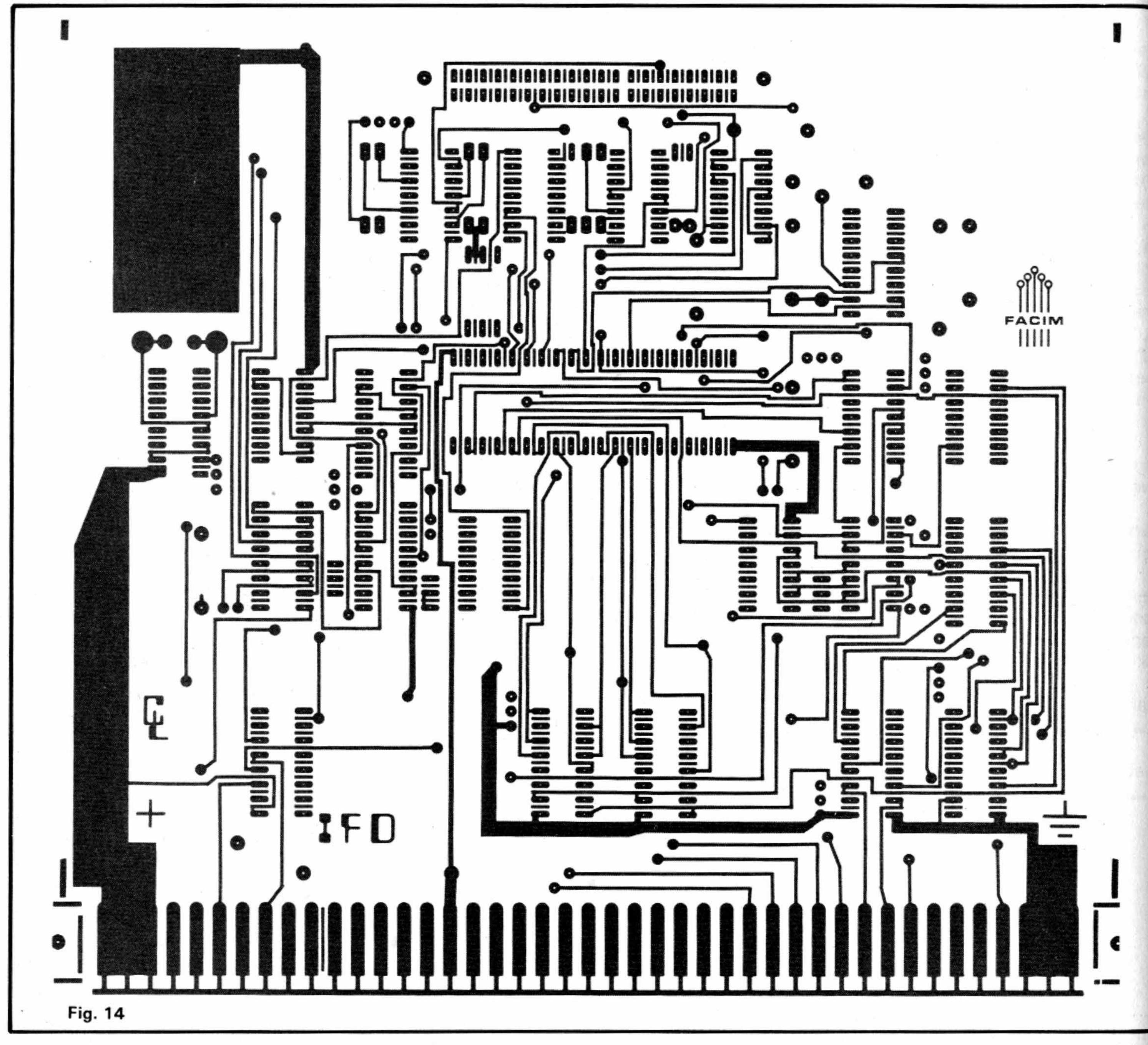


Fig. 14

monostable à un rôle un peu plus original ; les « drives » de mini floppy ne délivrent pas de signal « ready » indiquant qu'ils sont prêts, force est donc de fabriquer celui-ci. Pour cela, on utilise les impulsions d'index qui ont lieu une fois par tour pour déclancher un monostable de durée légèrement supérieure au temps de révolution de la disquette.

Un troisième monostable est placé sur l'entrée RAW READ car les spécifications du WD sont très strictes quant à la forme et à la durée des impulsions appliquées sur son entrée RREAD.

La logique située dans le bas de la figure constitue le circuit d'extraction des données lues sur la disquette. Comme un signal à 4 MHz était nécessaire pour ce circuit, nous en avons profité pour générer au moyen de deux bascules D le signal d'horloge à 1 MHz nécessaire au WD1795.

Au-dessus de cette logique de génération d'horloge, nous trouvons un circuit 74174 qui est une sextuple bascule D dont trois éléments seulement sont utilisés. Ces bascules servent à la sélection des « drives » et permettent d'économiser un PIA, qui aurait pu jouer ce rôle mais qui aurait été plus cher, plus gros et très sous employé. Le monostable qui entre sur l'entrée CK (horloge) de ces bascules sert à générer un top d'horloge propre à partir des informations fournies par le circuit de décodage d'adresses.

Des classiques amplis de bus type 8T26 ou 8T28 (voir le mois dernier pour le choix) attaquent les entrées données du WD et du 74174.

Le haut de la figure semble un peu plus complexe, ce qui est normal vu les décodages d'adresses qu'il réalise. Les lignes d'adresses qui nous intéressent passent par des classiques 8T97 avant d'arriver sur une ROM de décodage (on retrouve ici un principe déjà utilisé sur la carte CPU/MON) rendue nécessaire en raison du nombre de fonctions à réaliser. Cette ROM génère trois signaux ; un qui active les amplis de bus via un peu de logique ; un qui active le 74174 via la logique et un qui désactive le troisième bloc de 16 K pouvant exister sur la carte RAM dynamique (nous allons en parler plus avant dans cet article). Le contenu de la ROM est précisé sur la figure 11 et, si vous avez du courage, vous pouvez vérifier au moyen de celui-ci que :

– Les amplis de bus sont activés pour

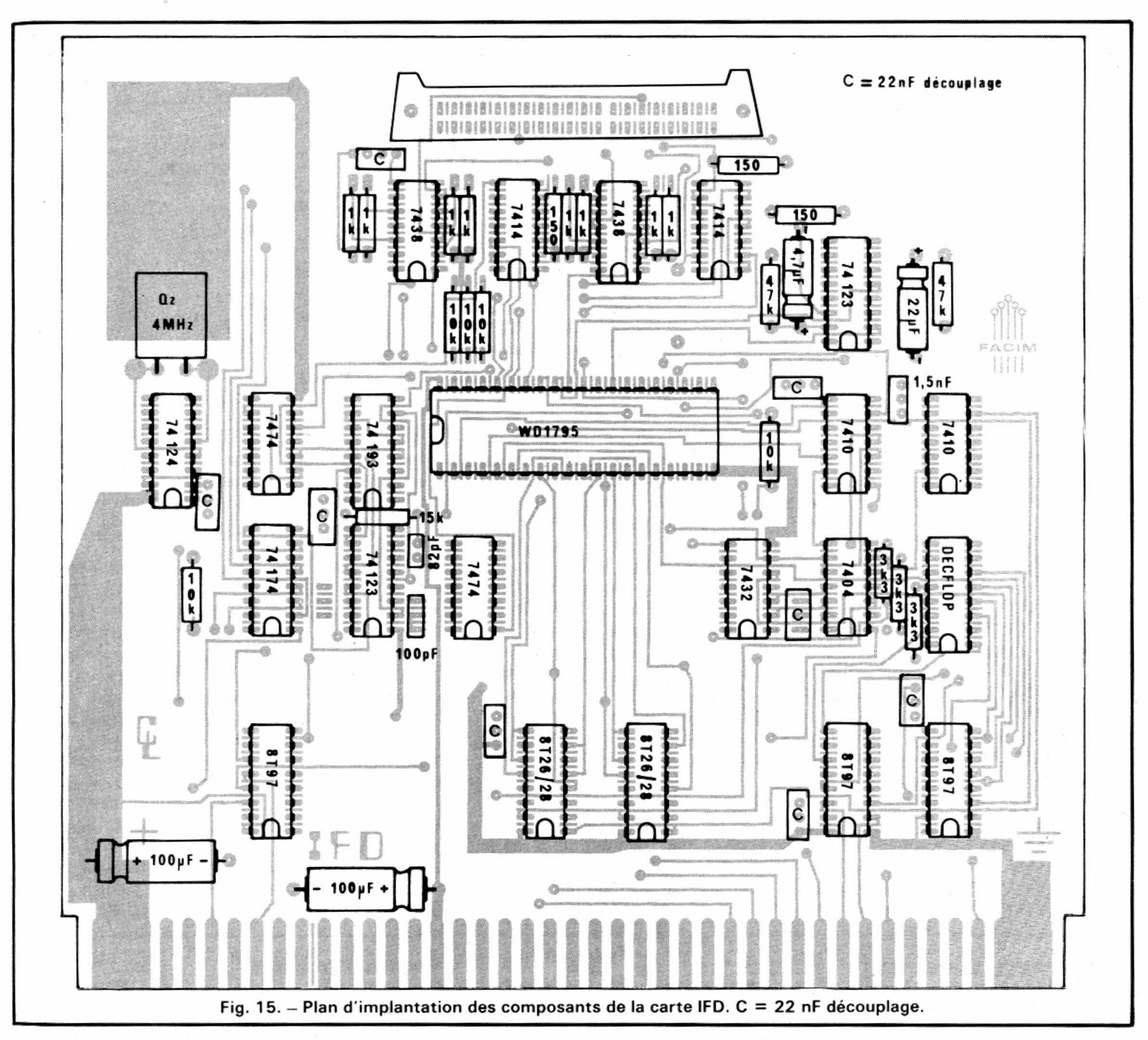


Fig. 15. – Plan d'implantation des composants de la carte IFD. C = 22 nF découplage.

les adresses 8200 à 82FF, le sens d'activation étant fonction du signal R/W.

– Le WD est sélectionné pour les adresses allant de 8200 à 827F.

– Le 74174 est sélectionné pour les adresses allant de 8280 à 82FF.

– Le signal DESARAM est à zéro pour toutes les adresses comprises entre 8000 et 82FF.

Cette constatation étant faite, nous allons parler un peu de la nouvelle organisation mémoire introduite par la présence de cette carte IFD et par les contraintes du DOS. Tout d'abord, rappelons que :

– Le DOS proprement dit s'autocharge en RAM à partir du disque et doit résider de A000 à BFFF.

– La carte RAM dynamique présente la possibilité de mettre un troisième bloc 16 K (ou d'y déplacer le deuxième) entre 8000 et BFFF.

La seule ombre au tableau est la présence des ACIA de la carte ISA de 8000 à 8FFF. Ces adresses loufoques étant imposées si l'on veut être compatible de ce que font Motorola et les constructeurs de micro-ordinateurs américains. Nous avons donc décidé de placer le WD en 8200, le circuit de sélection des « drives » en 8280 et de limiter le gachis d'adresses causé par la carte ISA et la carte IFD à l'étendue 8000 à 82FF, ceci ne fait donc perdre que 512 octets sur le troisième bloc 16 K de la carte RAM dynamique ce qui n'est pas gênant. Cette décision explique le rôle du signal DESARAM généré par la carte IFD, signal désactivant (nous verrons comment plus avant) la carte RAM dynamique pour toute adresse comprise entre 8000 et 82FF. Par ailleurs, nous allons vous indiquer ci-après comment agir sur la carte ISA pour augmenter la précision de son décodage d'adresses. Rassurez-vous, cette intervention se résume à la soudure de deux ou trois petits fils sur le circuit imprimé et au remplacement d'un 7420 par un 7430 (que nous avons d'ailleurs oublié de mentionner dans la nomenclature des composants publiée le mois dernier, nous vous présentons nos excuses).

En conclusion, la cartographie mémoire du mini (c'est plus français que le memory map du computer !) se présente, une fois la carte IFD installée, comme indiqué figure 12 :

0000 à XXXX avec XXXX inférieur ou égal à 8000, RAM utilisateur (il faut 12 K pour pouvoir ne pas trop attendre lors de

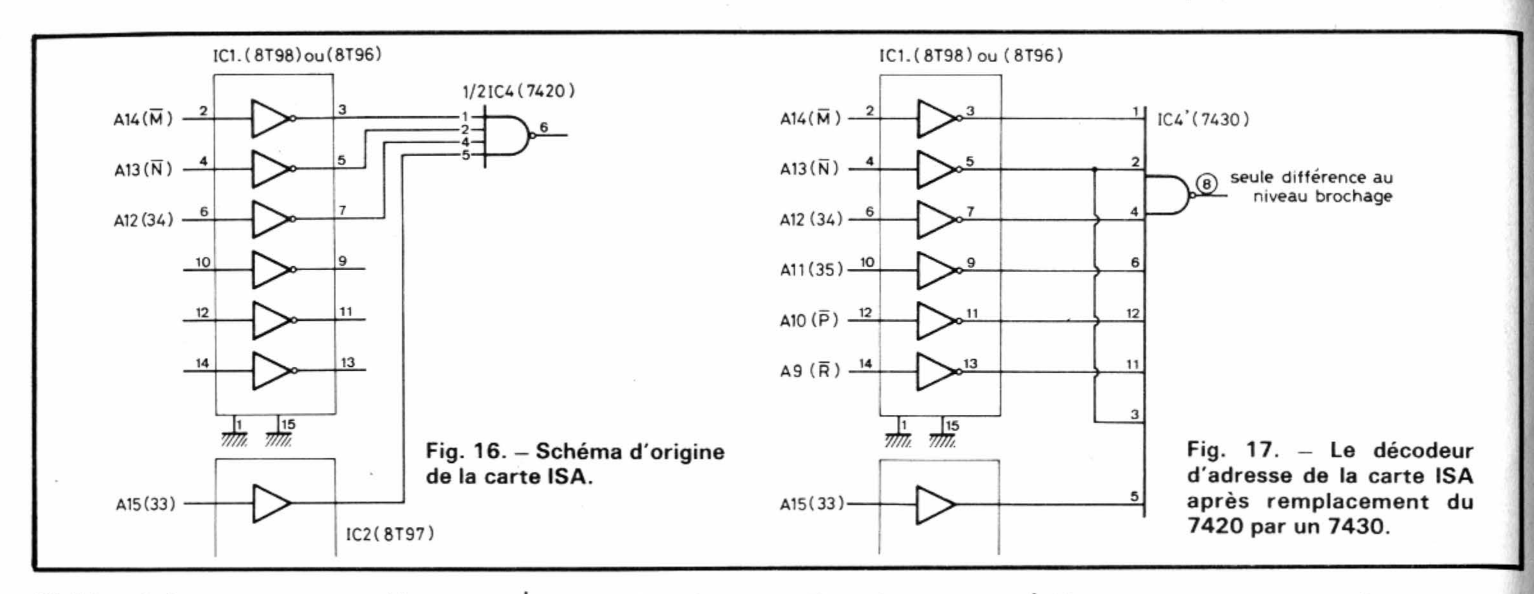


Fig. 16. – Schéma d'origine de la carte ISA.

Fig. 17. – Le décodeur d'adresse de la carte ISA après remplacement du 7420 par un 7430.

l'édition de longs textes avec l'éditeur du DOS).

– 8000 à 81FF, la carte ISA modifiée.

– 8200 à 82FF, la carte IFD.

– A000 à C000, 8 K de RAM utilisés par le DOS. Ces 8 K pouvant être constitués par : deux cartes 4 K statiques, un troisième bloc 16 K sur la carte RAM dynamique, auquel cas vous disposeriez en tout de 32 K de RAM utilisateur entre 000 et 7FFF et de 3,5 K de RAM utilisateur entre 8300 et 9FFF ; ou encore par le déplacement de votre deuxième bloc 16 K de RAM dynamique de la rangée de supports du milieu de la carte à la rangée de supports du bas, de façon à implanter celui-ci entre 8000 et BFFF, dans ce cas vous disposeriez de 16 K de RAM utilisateur entre 000 et 3FFF ainsi que de 3,5 K de RAM utilisateur entre 8300 et 9FFF. Ces trois solutions sont toutes satisfaisantes. Les deux premières étant cependant plus agréables car elles permettent de disposer d'un maximum de RAM utilisateur entre 000 et 7FFF.

– C000 à DFFF peut être utilisé par le Basic en ROM si vous le possèdez, encore que son intérêt devienne limite à ce moment là en raison de la puissance énorme du Basic floppy.

– E000 à F7FF est libre pour ce que vous voulez (nous y placerons la ou les cartes IPU pour programmer les UV-PROM). Eventuellement, les emplacements E000 à E3FF et (ou) F000 à F3FF sont occupés par COMPMI et COMPEX.

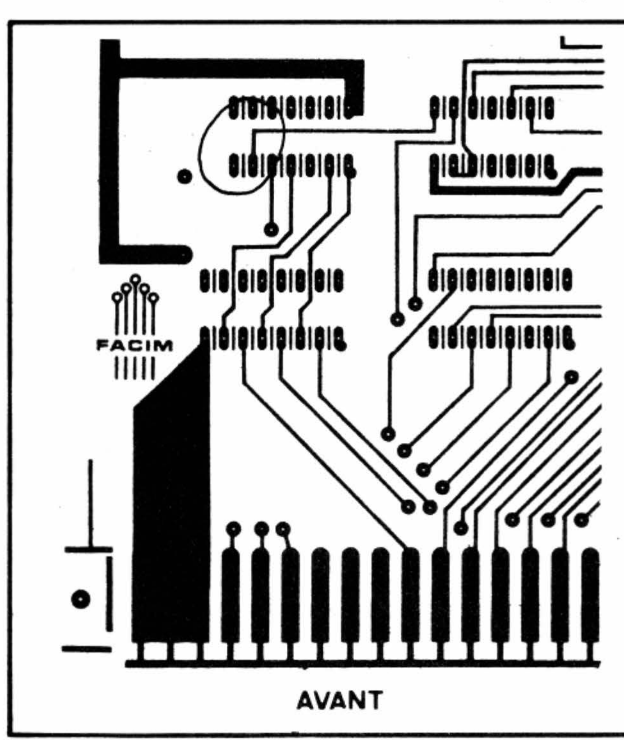
– F800 à FFFF est réservé à TAFLOP ou à TAVBUG.

Nous reviendrons un peu sur cette cartographie mémoire lors de la mise en place de la carte IFD sur le bus du mini, et c'est à ce moment là que nous vous expliquerons comment modifier la carte ISA pour augmenter la précision de son décodeur d'adresse comme nous l'avons indiqué ci-avant.

Réalisation de la carte IFD

La carte IFD est réalisée en circuit imprimé double face à trous non métallisés et est, comme à l'accoutumée, disponible chez FACIM (19, rue de Hegeneim, 68300 Saint-Louis). Pour ceux d'entre vous qui souhaitent réaliser eux mêmes leur circuit, les films en vraie grandeur des deux faces du CI sont reproduits en figure 13 et 14.

Le plan d'implantation des composants est, quant à lui, visible figure 15. Cependant avant de vous lancer à corps perdu dans le montage de ceux-ci, lisez avec soin les conseils qui suivent, l'ordre de montage n'étant pas quelconque en



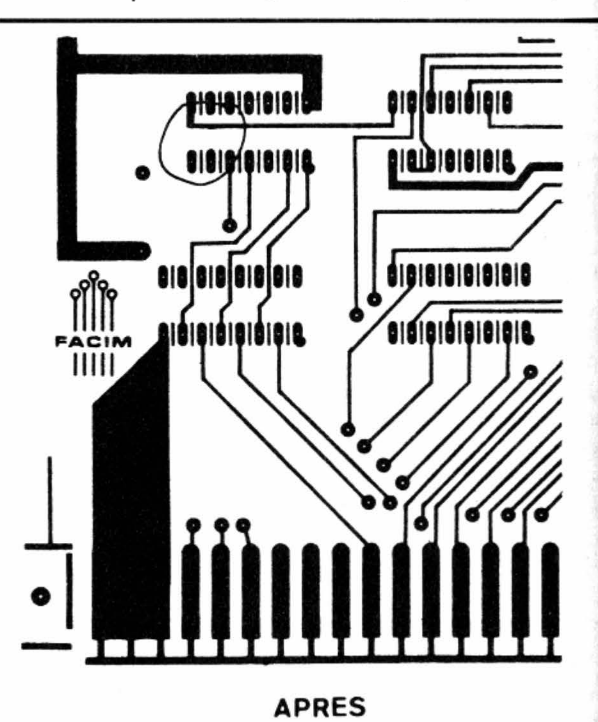


Fig. 18. L'intervention très simple à réaliser sur le circuit de la carte ISA.

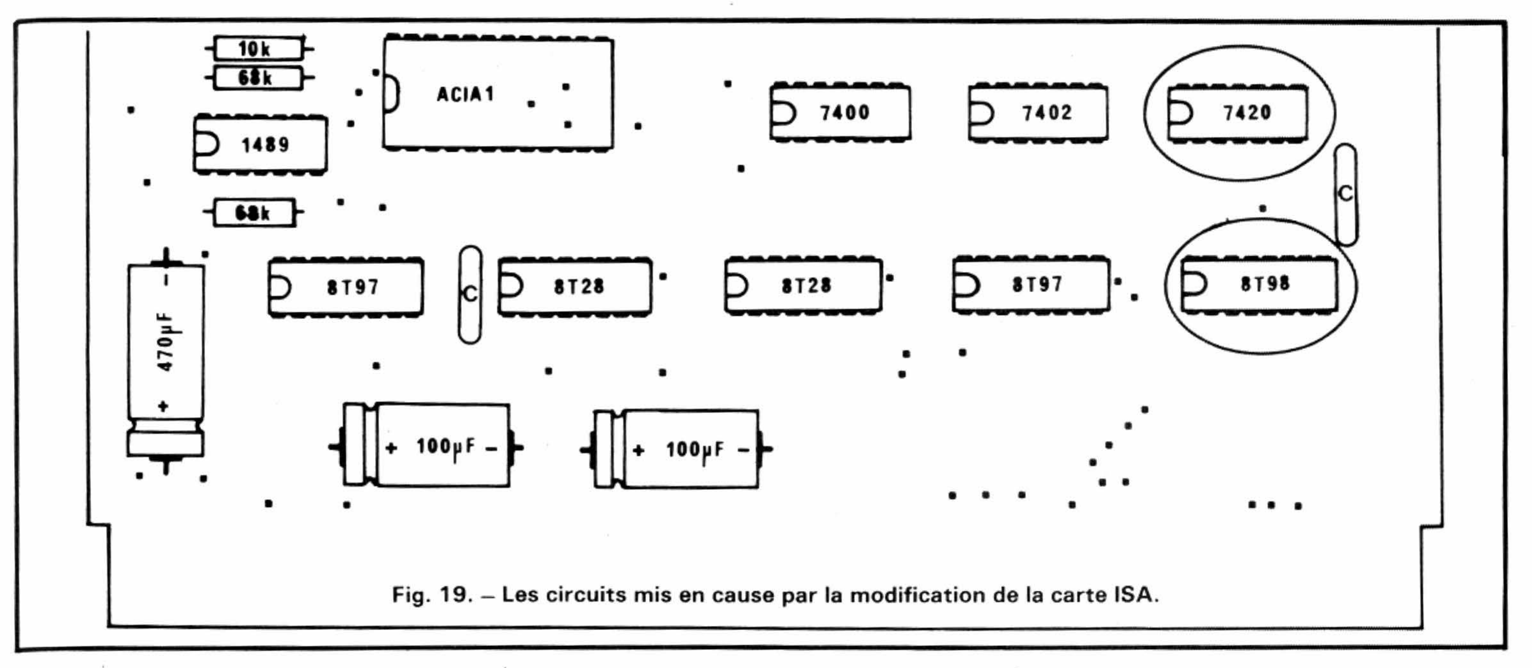


Fig. 19. – Les circuits mis en cause par la modification de la carte ISA.

raison de la densité relativement importante des composants.

Il faut mettre en place en premier lieu les passages entre faces réalisés au moyen de petits fils nus insérés dans les trous prévus à cet effet. Ceux-ci ne sont pas repérés sur le plan d'implantation en raison de leur nombre important. Cependant, leurs emplacements sont évidents lorsque l'on a la carte entre les mains et que l'on regarde les trous occupés par des composants.

Il faut ensuite mettre en place les supports de circuits intégrés, si vous en utilisez. Nous vous conseillons d'en mettre pour le WD et pour les amplis de bus ainsi que pour les circuits d'interface avec les « drives » car ce sont ceux qui courrent des risques dans le cas d'une erreur de raccordement par exemple.

A ce stade du câblage, vérifiez bien que vous n'avez pas oublié de soudures de pattes de supports côté composants.

Vous pouvez alors mettre en place les composants passifs conformément à la figure 15. Les condensateurs marqués C sont des 22 nF de découplage. Attention, ne mettez pas un 22 nF à l'emplacement des 100 pF, 82 pF et 1,5 nF, vous auriez quelques problèmes à faire fonctionner votre carte par la suite.

Soudez en dernier lieu les circuits sans supports (s'il y en a) et le connecteur spécial pour câble plat situé en haut de carte. Soyez très soigneux lors de la soudure de ce dernier, ses pattes sont assez proches et un pont très vite fait !

Vérifiez alors très soigneusement votre câblage, n'hésitez pas à vous aider d'un ohmmètre pour tester les soudures et d'une loupe pour voir s'il y a des ponts ; en effet cette carte câblée correctement marche dès la dernière soudure effectuée et ce sans aucun réglage ou adaptation préalable.

Pour l'instant, rangez cette carte à l'abri des chocs, vous ne pouvez en effet pas la mettre sur le bus tant que ISA n'est pas modifiée et tant que DESARAM n'est pas câblé sur la carte RAM dynamique ; d'autre part, il faut maintenant monter les « drives » dans leur boîte avec leur alimentation avant de pouvoir passer aux essais.

Nous procéderons au montage des « drives » le mois prochain en raison de la place qu'il est nécessaire d'y consacrer puis nous passerons ensuite aux essais de l'ensemble et au premier contact avec le DOS.

Modification de la carte ISA

Cette intervention est très simple à réaliser ainsi que nous l'avons annoncé ci-avant. Pour la bien comprendre, regardons la figure 16 qui représente le schéma initial de cette carte. Nous voyons que la carte est adressée quand A15 est à un et quand A14, A13, A12 sont à zéro. Par ailleurs, il reste 4 amplis inverseurs libres dans le 8T96 et, ainsi que le montre la figure 20, les brochages du 7420 utilisé et d'un 7430 sont quasiment compatibles à l'emplacement de la sortie près.

Nous allons donc transformer ce décodeur d'adresse de la figure 16 en celui de la figure 17 où nous voyons que ISA sera adressée quand A15 sera à un et A14, A13, A12, A11, A10, A9 seront à zéro, ce qui signifie que la carte sera bien de 8000 à 81FF. Pour faire cette modification, prenez un 7430, du fil isolé fin et votre carte ISA et suivez le texte et les figures suivantes pas à pas :

– Enlevez le 7420 repéré sur la figure 19, remplacez-le par un 7430.

– Avec un canif ou un cutter, coupez la piste repérée sur la figure 18 et amenez la à l'emplacement repéré sur cette même figure 18 ; cela correspond au changement de patte de sortie lorsque l'on passe du 7420 au 7430 (revoyez éventuellement la figure 20).

– Au moyen de fils isolés de petit diamètre, reliez les lignes d'adresse A9, A10, A11 du bus aux pattes adequates du 8T98, le brochage de celui-ci étant indiqué sur la figure 17 ; puis reliez les sorties de ce 8T98 au 7430 toujours en suivant les indications de la figure 17. N'oubliez pas le court circuit des pattes 2 et 3 du 7430. Le brochage du bus (pour le repérage des lignes d'adresses n'est pas reproduit ici, il a été republié lors de l'étude de la carte CPU/MON dans le numéro 1661 d'octobre 1980 page 255).

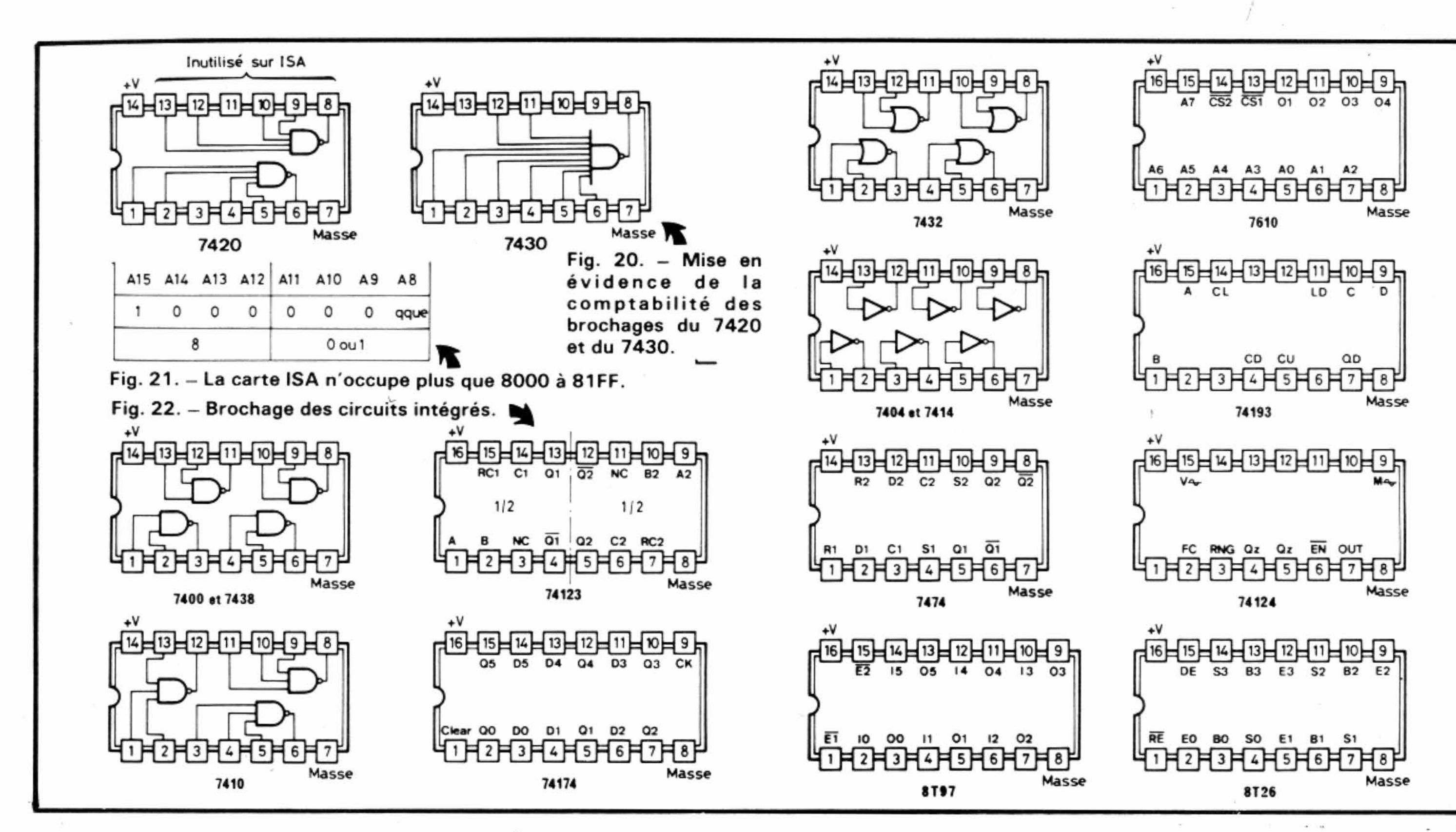
Vous pouvez alors remettre votre carte sur le bus et vérifier que, d'une part tout fonctionne comme par le passé, sinon revoyez les quelques lignes précédentes, et que d'autre part vous pouvez lire les contenus des ACIA de 8000 à 81FF mais que ce n'est plus le cas au-dessus.

Pour conserver un aspect correct à la carte ainsi modifiée, nous vous conseillons d'utiliser du fil isole de très petit diamètre (fil à wrapper par exemple) que vous plaquerez contre le CI côté cuivre et que vous maintiendrez en contact avec celui-ci au moyen d'une ou deux gouttes de colle ou de parafine.

Informations générales

Cette rubrique habituelle se fait aujourd'hui l'écho de votre courrier pour vous informer que :

– La liste des prestations que peut vous



A15	A14	A13	A12	A11	A10	A9	A8
1	0	0	0	0	0	0	qque
8				0 ou 1			

Fig. 20. – Mise en évidence de la comptabilité des brochages du 7420 et du 7430.

Fig. 21. – La carte ISA n'occupe plus que 8000 à 81FF.

Fig. 22. – Brochage des circuits intégrés.

offrir l'auteur doit être demandée comme indiqué dans nos deux précédents numéros en raison du nombre de feuilles important qu'elle comporte.

– Cette liste comprend la liste réactualisée des programmes disponibles avec entre autre : de nouveaux jeux tels que le black-jack ou jeu du vingt et un, le jeu du pendu avec un répertoire de mots illimité, le jeu de nim ou de marienbad à une ou à deux dimensions, le jeu de craps bien connu des casinos ! un jeu d'échecs et quelques autres ; des programmes utiles avec entre autres un traducteur de code 8080-6800 qui vous permet de faire tourner sur le mini des programmes 8080 sans avoir à les refaire, un compilateur Basic (mais oui vous avez bien lu !) qui vous permet de traduire en langage machine vos programmes Basic (attention, en raison de sa taille, ce programme n'existe qu'en version disque), des programmes de calcul scientifique en langage machine avec les quatre opérations, les fonctions trigo, les logarithmes, la trigo hyperbolique et les racines carrées et de nombreux autres qu'il serait trop long d'énumérer ici.

– Une nouveauté est introduite ; tous les programmes autres que les interpréteurs et l'éditeur assembleur peuvent êtres fournis sous forme du listing source sur cassette ce qui vous permet de les modifier à votre guise, de les réassembler ailleurs, etc. la cassette étant directement compatible de notre éditeur-assembleur.

– Les anciens articles épuisés peuvent être fournis par l'auteur sous forme de photocopies, les indications de nombre de pages et de contenu de ceux-ci étant fournies dans ce même document.

– Au risque de nous répéter, joignez toujours à vos questions une enveloppe timbrée et adressée et écrivez lisiblement, au moins en ce qui concerne votre adresse. Sauf indication contraire de la part de l'auteur, le courrier doit être adressé à la revue à son intention.

– Lorsque vous avez des problèmes avec une cassette ou des ROM fournies par ses soins, adressez vous directement à lui, sans passer par la revue.

L'auteur voudrait maintenant répondre aux critiques de certaines personnes relatives à des comparaisons entre notre système et du matériel existant style Apple II ou équivalent. D'une part, nous avons commencé notre étude avant que ces minis soient importés en France, d'autre part, hormis Facim pour les circuits imprimés et les composants spéciaux, aucun revendeur Français n'a proposé à l'auteur un quelconque soutient dans quelque domaine que ce soit pour faciliter la diffusion des composants et du logiciel alors que cela n'a pas été le cas pour d'autres réalisations de revues concurrentes ; cela explique le relatif retard que peut prendre une personne travaillant seule (sauf pour le dessin des CI où Facim intervient, qu'elle en soit ici remerciée très sincèrement) comparée à des groupes à implantation internationale tels que Apple computer pour l'Apple II, Radio Shack Tandy pour le TRS80 et Commodore pour le PET.

Cette mise au point étant faite, nous souhaitons que les très nombreux lecteurs qui se passionnent pour cette réalisation continuent à nous faire confiance comme cela a été le cas jusqu'à présent.

Conclusion

Le mois prochain, nous vous proposerons la réalisation de la boîte devant recevoir les « drives » ainsi que leur alimentation, puis nous procéderons aux essais de l'ensemble.

Au sujet du DOS, nous vous rappelons que les informations à son sujet se trouvent dans le document « informations générales » cité au paragraphe précédent.

(A suivre)

C. TAVERNIER

Remarque : Une erreur s'est glissée dans le numéro de décembre page 177, la capacité de chaque face de disquette n'est pas de 40 K octets mais de 80 K octets. C'est-à-dire qu'une disquette double face a une capacité de 160 K octets environ.

Une autre erreur s'est glissée dans le numéro de janvier ; il n'est pas possible, contrairement à ce qui à été écrit, d'utiliser un WD1797. Si vous avez déjà approvisionné un tel circuit, demandez-en l'échange par un WD1795 à votre fournisseur (cela ne doit poser aucun problème, car les prix sont identiques).

L'auteur vous présente ses excuses pour ces deux erreurs indépendantes de sa volonté.

Bloc-notes

Audio-Protec se diversifie

Distribuer tout l'appareillage d'entretien nécessaire à améliorer l'écoute, telle était la vocation première d'Audio-Protec ; entre autres, tout ce qui touchait au disque et à la pointe de lecture bénéficiait d'une gamme de produits permettant à l'amateur exigeant de venir à bout de tous les phénomènes parasites pouvant perturber l'écoute. De là à passer à la fourniture de la pointe lectrice elle-même, de la cellule transductrice qui l'accompagne et – pourquoi pas ?! – du bras afférent, il n'y avait qu'un pas qu'Audio-Protec vient de franchir : à compter du prochain Festival International du Son, la firme française présentera une nouvelle gamme qu'elle distribue, celle d'Audio-Technica qui comprend non seulement tous les composants précités, mais également un choix impressionnant de casques Hi-Fi et de microphones (aux caractéristiques professionnelles).

Rappelons que, en ce qui concerne les cellules lectrices, on peut distinguer trois méthodes différentes pour générer un signal électrique à fréquence audio à partir du mouvement mécanique transmis par la pointe lectrice :

- Mouvement d'une bobine mobile dans un champ magnétique
- Mouvement d'une lamelle d'acier à proximité d'une bobine et d'un aimant fixes
- Mouvement d'un aimant à proximité d'une bobine fixe.

C'est ce dernier principe qui a été retenu exclusivement jusqu'à ces dernières années par Audio-Technica, en l'adaptant à sa propre technologie par utilisation d'un double aimant et de bobines soit toroïdales, soit plus conventionnelles (fig. 1 et 2). Toutefois,



et sans abandonner ce dispositif pour autant, Audio Technica a proposé, dès 1979, une cellule à bobine mobile (l'AT30E) haut de gamme à basse impédance (fig. 3) nécessitant un transformateur d'adaptation extérieur (en cas d'attaque d'un préamplificateur de 47 kΩ d'impédance d'entrée).

La gamme des « doubles aimants » ne comprend pas moins de 13 modèles différents, des modèles sophistiqués comme les cellules AT25, AT24 et AT22 aux AT11 et AT12, plus à la portée de l'amateur, en passant par les AT20SS, 15SS, 14SA, 12Ea..., la plupart de ces dernières étant équipées de pointes Shibata dont Audio Technica se trouve être l'inventeur.

Allant de pair avec ces cellules, et conseillés pour les plus élaborées d'entre elles, trois bras différents prévus pour équiper des platines qui en sont dépourvues, ce qui est en général le cas des dispositifs d'entraînement aux performances les plus poussées : les AT1100, 1010 et 1005 II.

Toute une série d'accessoires se trouve, conjointement aux cellules et bras, offerte à la convoitise des audiophiles : nous avons, en particulier, relevé deux types différents de pieds amortisseurs de vibrations (qui empêcheront celles-ci d'atteindre le système de lecture s'ils sont utilisés pour supporter la platine), des lève-bras, des câbles de liaisons entre cellule et préamplificateur ou entre ce dernier et l'amplificateur. (Argentés pour certains, sur-blindés pour d'autres, à faible capacité et résistance, ils retiendront l'attention de tous ceux qui perçoivent une différence par rapport à des liaisons conventionnelles lors d'écoutes comparatives...)



Aussi bonne représentation en ce qui concerne les casques, au nombre de six : quatre électrodynamiques (ATH1, 3, 4 et 5) et deux à électrets (ATH7 et 8). Ces derniers, compte tenu de leur exceptionnelle réponse en transitoire, due à l'extrême minceur du diaphragme (5 et 2 microns respectivement) seront réservés aux meilleures chaînes HiFi. Il ne faut pas perdre de vue que les moindres défauts sont retransmis par ce type de casques. Aussi devra-t-on se méfier, lors de tout achat, et écouter d'abord, à moins de posséder une chaîne irréprochable à tout point de vue. Dans le cas contraire, on s'intéressera plutôt aux électrodynamiques.

Reste les microphones. De qualité professionnelle (Audio-Technica est une firme présente aux Conventions de l'Audio-Engineering Society, essentiellement pour ces capteurs), ils concernent surtout les studios, stations de radiodiffusion, l'orchestre ou la scène, mais retiendront toutefois les amateurs passionnés de prise de son et qui s'en sont fait une spécialité.

Le Festival international du Son permettra d'en savoir plus, autant pour vous que pour nous-mêmes, d'autant que de nouveaux modèles y seront présentés par Audio-Protec. Rendez-vous donc au Salon ou après, dans nos colonnes.

CH. P.

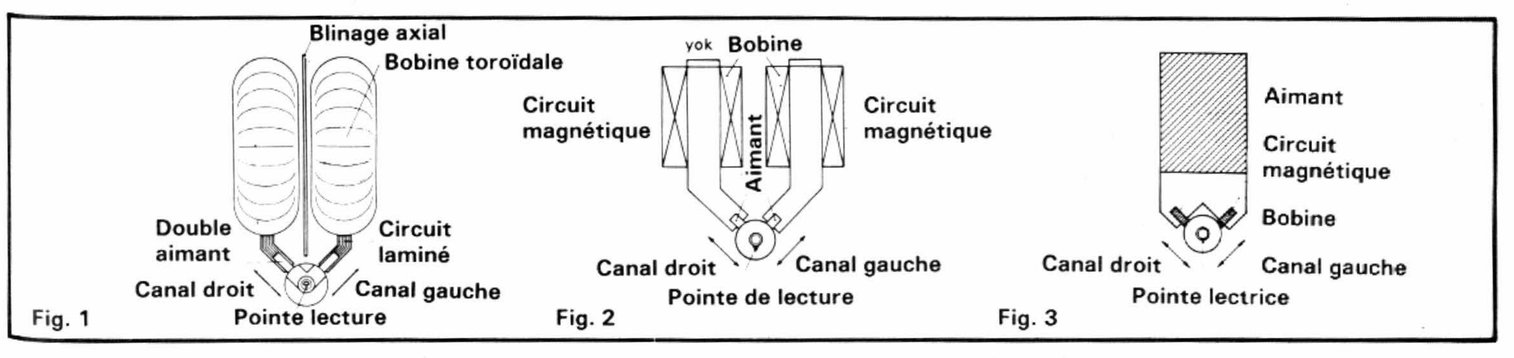


Fig. 1 Fig. 2 Fig. 3

Notre courrier TECHNIQUE

Par R.A.RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

- Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.
- Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.
- Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.
- Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).
- Les renseignements téléphoniques (200.33.05), qui ne peuvent en aucun cas se transformer en débats de longue durée, fonctionneront le lundi et le mercredi de 9 heures à 12 heures et de 14 heures à 17 heures.

RR-10.06 : M. Jean-Marie Moissonnier, 81 Mazamet, nous demande :

1° des renseignements pour le dépannage d'un téléviseur ;

2° des précisions pour l'emploi d'un fréquencemètre sur un récepteur de trafic.

1° En principe, sur un schéma de téléviseur, les tensions indiquées se mesurent par rapport à la masse. Par contre, lorsqu'il s'agit des caractéristiques d'un tube cathodique (caractéristiques considérées seules), les tensions indiquées sont données par rapport à la cathode du tube.

2° Nous n'avons pas connaissance de l'existence commerciale d'un fréquencemètre à lecture digitale susceptible d'être associé à un récepteur de trafic SP600. Nous ne connaissons que le type 65-13-70-0 qui est vendu par Plastimo, Département Navigation, B.P. 162, 56104 Lorient ; mais cet afficheur digital ne monte qu'à 4 MHz.

En effet, il ne faut pas confondre un afficheur digital de fréquence pour récepteur avec un fréquencemètre classique, ce dernier ne pouvant pas convenir pour un récepteur. L'afficheur digital de fréquence **pour récepteur** est excité par l'oscillateur local variable du changement de fréquence du récepteur et sa conception doit tenir compte de la valeur FI dudit récepteur (compteur prépositionné).

●

RR – 10.10-F : M. Didier Sanson, 18 BOURGES :

1° possède un voltmètre électronique d'une conception qui nous paraît bien curieuse, puisque lors de chaque mise en service l'aiguille du galvanomètre part violemment en butée et que deux galvanomètres ont déjà été ainsi détruits ;

2° sollicite notre avis sur le trafic dans la bande 144 MHz.

1° Le défaut que vous observez sur votre voltmètre électronique ne peut être qu'un défaut dû à la conception même du montage ; il n'y a pratiquement aucune solution sûre et catégorique. Nous ne pouvons que vous conseiller le montage de deux diodes silicium de protection type BA 100 soudées en tête-bêche et connectées aux bornes du galvanomètre ; voir figure RR–10.10.

2° Le trafic en AM sur la bande 144 MHz n'est ni interdit, ni condamné... Mais force est de constater que les radioamateurs n'utilisent plus ce mode de modulation ! Seules la SSB et la FM sont présentement utilisées, avec une prédominance extrêmement marquée par la FM (surtout depuis l'implantation des répéteurs FM dans la bande 145 MHz).

●

RR – 10.11 : M. Louis Laurencin, 36 CHATEAUROUX, souhaite obtenir des renseignements :

1° au sujet des transformateurs d'alimentation ;

2° concernant le réducteur de bruit décrit dans le n° 1482, page 249 ;

3° concernant l'amplificateur de sonorisation décrit dans le n° 1561, page 128.

1° Dans un transformateur d'alimentation et dans le cas d'un circuit magnétique en tôles ordinaires en E et I, on peut déterminer sa puissance globale d'après la section du noyau magnétique central en appliquant la formule :

$$P = \left(\frac{S}{1,2}\right)^2$$

avec P = puissance en volts ampères,
avec S = section du noyau en centimètres carrés.

Quant à l'intensité dans le secondaire, on peut la déterminer d'après la section du fil employé ; on admet en moyenne 3 ampères par mm² de section.

2° Le condensateur C_4 de liaison entre les deux premiers transistors présente une capacité de 470 pF (et non pas µF).

3° Cet amplificateur de sonorisation présente une impédance de sortie de 8 Ω. Il faut donc nécessairement construire une enceinte acoustique dont **l'impédance résultante** du groupement des haut-parleurs qui y seront installés, sera également de 8 Ω.

Au sujet de cet amplificateur, nous vous prions de bien vouloir noter les rectificatifs suivants :

$C_1 = C_2$ = 10 µF/45 V
C_3 = 100 µF/25 V
P_1 = potentiomètre 100 kΩ à variation logarithmique
RV = RV' = résistance ajustable de 10 kΩ linéaire

Page 134, 3e colonne, il faut lire $I = \sqrt{\frac{P}{R}}$

Quant au transformateur d'alimentation, il faut utiliser un modèle ayant un secondaire de 2 × 30 V 5 A.

●

RR – 10.12 : M. Eric Pruvot, 12, avenue Crampel (app 15), 31400 TOULOUSE, recherche le

schéma du radiorécepteur de marque Reela, type PM, n° 5251, 3 gammes PO–GO–OC ; équipé avec DK92, 3Q4, DAF91 et DF91 ; piles + secteur (1956).

●

RR – 11.01 : M. Gérard Lemaire, 62 ARRAS, nous pose différentes questions relatives :

1° aux antennes pour l'émission d'amateur ;

2° à l'amplification BF et à la réception en automobile.

1° a) Vous auriez dû nous préciser de quelle antenne verticale multibande il s'agissait (schéma et système éventuel d'accord sur l'antenne). Nous pensons qu'une boîte d'accord et de couplage genre MN 4, MN 7, MN 2000 ou MN 2700 doit convenir.

Nous avons décrit une boîte d'accord de ce genre dans le n° 1612, page 105.

D'autre part, vous pourriez également trouver de telles descriptions dans la 10e édition de l'ouvrage « L'émission et la réception d'amateur »
(Librairie parisienne de la radio
43, rue de Dunkerque
75010 Paris).

b) Un T.O.S. de 1,5 jusqu'à 2 est tout à fait acceptable quel que soit le type d'antenne utilisé. Lorsque le T.O.S. est faible, la longueur du câble coaxial peut être **quelconque,** et cela est également valable pour tous les types d'antennes HF ou VHF. Lorsqu'une longueur précise de câble coaxial est imposée, cela indique un taux d'ondes stationnaires anormalement important que l'on cherche à dissimuler par ce procédé !

2° a) L'amplificateur booster décrit dans le n° 1637, page 139, n'est pas un appareil destiné à être attaqué par un préamplificateur ; il a été conçu pour être connecté directement à la sortie d'un récepteur autoradio classique.

Quant au montage faisant l'objet de la figure 7, page 178, n° 1632, il pourrait être précédé par le préamplificateur-correcteur à circuit intégré TDA 1054 décrit dans le n° 1526, page 275.

Pour obtenir 12 W-BF, il est nécessaire de réaliser le montage de la page 175 comportant une alimentation symétrique de ± 12 à 13 V (pour les transistors de sortie). Mais le circuit intégré LM 377 ne nécessite pas d'alimentation symétrique : + Vcc à la patte 14, et masse aux pattes 3, 4, 5, 10, 11 et 12. Il importe d'inverser les numéros 1 et 8 pour les figures.

b) La description d'un amplificateur d'antenne pour récepteur auto-radio a été publié dans le n° 302 de Radio-Plans (page 40).

●

RR – 11.02-F : M. Xavier Lafaye, 69 BRON,

1° possède une chaîne BF dont les qualités musicales sont bonnes et nous demande s'il ne serait pas possible d'améliorer encore la reproduction pour la rendre plus agréable à l'oreille (notamment par un renfoncement des graves et des aigus) ;

2° nous demande les adresses des associations des amateurs-récepteurs TV à très longue distance.

1° Il existe en effet une petite astuce technique qui consiste à intercaler un filtre creusant le médium, c'est-à-dire permettant précisément une plus grande amplification et donc une meilleure reproduction des graves et des aigus. Nous avons déjà communiqué ce système à nos lecteurs dans cette même rubrique ; nous vous le rappelons brièvement avec plaisir.

Ce filtre s'intercale par exemple dans la liaison entre la sortie du préamplificateur et l'entrée de l'amplificateur, c'est-à-dire au niveau du potentiomètre de volume.

Le schéma d'un tel filtre est représenté sur la figure RR-11.02. Il s'agit d'un double T ponté à fréquences décalées ; nous avons un filtre passe-haut (10 nF – 5,6 kΩ – 10 nF) calculé pour 1600 Hz environ et un filtre passe-bas (10 kΩ – 68 nF – 10 kΩ) calculé pour 450 Hz environ. Ces deux filtres sont connectés en parallèle et shuntés par une capacité de 1,5 nF.

L'intercalation de ce filtre provoque évidemment une certaine atténuation du volume sonore apparent ; il importe donc que l'ensemble préamplificateur + amplificateur présente une réserve suffisante de gain et ne soit pas déjà utilisé en fin de course du potentiomètre de volume.

Naturellement, le filtre correcteur représenté sur la figure doit être construit en deux exemplaires (un pour chacune des voies droite et gauche de l'ensemble stéréophonique).

2° Nous vous communiquons l'adresse que nous connaissons
A.F.A.T.E.L.D.
Association Française des Amateurs de T.V. à Longue Distance
Place de Mons
CENAC
33360 Latresne

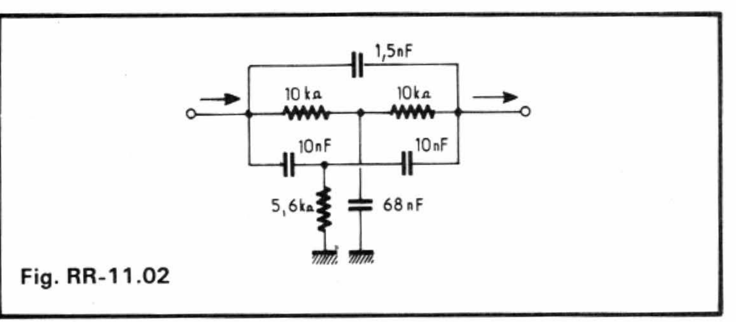


Fig. RR-11.02

Mais il est possible qu'il existe d'autres associations du même genre.

●

RR – 11.03 : M. Fernand Genevey, 76 LE HAVRE nous demande :

1° conseil pour le remplacement d'une tête de lecture de magnétophone ;

2° des précisions au sujet de l'alimentation réglable décrite dans Electronique Pratique n° 4, page 98.

1° Un amateur peut effectivement remplacer lui-même une tête de lecture de magnétophone, à condition bien entendu qu'il dispose d'une tête neuve rigoureusement identique (mêmes caractéristiques électriques et mécaniques). Il lui suffit d'être adroit et minutieux, tout en possédant l'outillage nécessaire ; à part quelques soudures de connexion, c'est essentiellement un travail de mécanique : réglages de hauteur, de verticalité et d'azimutage.

Nous vous suggérons de vous reporter à l'ouvrage « Technique Nouvelle du Dépannage des Radio-récepteurs » à partir de la page 243, si vous le possédez, car cet ouvrage est maintenant épuisé.

2° Dans l'alimentation réglable citée, P3 et P4 sont des potentiomètres bobinés (modèle P010 de R.T.C.) à loi de variation linéaire et d'une puissance dissipée maximale de 3 W.

Les équivalences du circuit intégré 723 (en boîtier rond ou en boîtier DIL) sont :
SFC 2723 C, L 123 B 1,
L 123 T 1, TAA 281,
LM 723, N 5723,
TVR 1723, TVR 2723,
SG 723, MIC 723–1,
ML 723 et N 5723.

●

RR – 11.04 : M. Yves Ruot, 14 LISIEUX :

1° désire connaître les équivalences de certains transistors ;

2° nous entretient d'un kit d'enceinte acoustique dans lequel les caractéristiques des composants fournis sont différentes de celles que nous indiquons dans notre article publié sur le n° 1433 ;

3° nous demande conseil pour la construction d'une alimentation stabilisée.

1° Correspondances des transistors :

ASZ 16 : AUY 21, 2N2869, 2N3615.

ASZ 18 : AUY 22, 2N2870, 2N3618.

MM 4001 : BFT 19, 2N54115.

SFT 243 : ACY 24, ASY 77, ASY 81.

2° Nous sommes bien embarrassés pour vous répondre et prendre position vis-à-vis du kit dont vous nous entretenez. En effet, qu'il s'agisse de l'abaque de la page 230 (n° 1433) ou du tableau se rapportant à la figure 8, les données sont issues de calculs par les formules indiquées à la page 229 ; ces formules sont classiques, incontestables et immuables.

A propos de l'abaque de la page 230, nous vous rappelons cependant qu'il faut intervenir C_H et C_B en haut de l'échelle.

Si le kit en question propose des valeurs différentes, ou bien c'est que son impédance est différente, ou bien c'est que la fréquence de coupure est différente.

3° On ne peut pas réaliser une alimentation stabilisée de 12 à 13 V en partant d'un transformateur délivrant seulement 12 V. Il faut tenir compte des chutes de tension importantes à prévoir dans le système régulateur pour obtenir une bonne stabilisation de tension.

●

RR – 11.05 : M. Albert Balichard, 01 OYONNAX, sollicite divers renseignements au sujet :

1° des antennes verticales VHF 144 MHz ;

2° d'un très ancien récepteur qu'il aimerait, par curiosité, remettre en service ;

3° des variateurs électroniques de vitesse.

1° L'antenne GP 5/8 d'onde est une excellente antenne tant en émission qu'en réception pour le mobile 144 MHz. Son installation est facile, sans gros problème. Sur véhicule, le plan de terre peut être constitué par la carrosserie de la voiture ; sur un balcon, il faut évidemment prévoir un plan de sol artificiel généralement constitué par quatre éléments orthogonaux (ground plane).

Nous n'avons pas connaissance de la vente dans le commerce de l'antenne type HB 9 CV.

En mobile, sur véhicule, on utilise également beaucoup l'antenne quart d'onde plus robuste et plus discrète que la 5/8 d'onde.

Pour l'installation sur un balcon, on peut également envisager l'emploi d'antennes du type colinéaire dont il existe de nombreuses versions commerciales.

Il convient de noter que toutes les antennes du type fouet vertical que nous venons de voir ne sont absolument pas directives.

2° Pour le récepteur dont vous nous communiquez une description succinte et compte tenu des types de lampes utilisées, son alimentation devait nécessiter :

– un accumulateur de 4 V pour le chauffage ;

– un accumulateur de 80 à 120 V pour la haute tension.

Quant à la pile genre lampe de poche, il devait s'agir de la pile de polarisation pour les étages amplificateurs BF.

Il est bien évident que nous ne disposons d'aucun document technique se rapportant à ce récepteur datant de plus de 50 ans et qu'il nous est impossible de vous indiquer avec certitude la correspondance des douilles, leur utilisation ou leur branchement, etc. seulement d'après l'aspect du panneau-avant reproduit sur votre lettre.

Les lampes dont vous nous entretenez ne sont plus fabriquées depuis l'arrivée sur le marché des lampes dites « secteur », c'est-à-dire depuis 1930 environ. En conséquence, nous ne voyons vraiment pas où vous pourriez vous procurer de telles lampes à l'heure actuelle.

3° Des variateurs de vitesse ou gradateurs pour moteurs universels ont été décrits dans nos numéros suivants : 1318 (p. 40), 1322 (p. 96), 1330 (p. 118), 1334 (p. 232), 1338 (p. 232), 1396 (p. 183), 1410 (p. 171), 1511 (p. 189), 1645 (p. 140) et 1659 (p. 57).

●

RR – 11.06–F : M. Michel Roche, 13 ARLES :

1° désire obtenir des précisions sur les montages multivibrateurs ;

2° souhaite connaître les caractéristiques et le brochage d'un composant marqué 2N4987 ;

3° aimerait obtenir quelques renseignements succints sur un circuit comportant quatre diodes et appelé « modulateur en anneau ».

1° Il n'y a rien de surprenant dans l'exposé de votre lettre... Sachez en effet qu'un multivibrateur est probablement l'oscillateur le plus instable en fréquence qui soit ; c'est d'ailleurs la raison pour laquelle il se laisse très facilement synchroniser (ce qui est évidemment exclu dans votre montage). La fréquence d'un multivibrateur est évidemment dépendante des valeurs RC, mais aussi et notamment de la charge et de la tension d'alimentation.

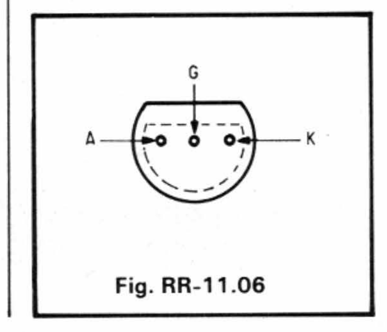


Fig. RR-11.06

En conséquence, dans le montage proposé, il n'y a aucune solution simple vis-à-vis de la charge, si ce n'est d'ajuster la fréquence du multivibrateur avec la « charge » connectée à sa suite (la charge étant ici votre petit amplificateur BF).

Quant aux variations dues à la tension d'alimentation, il suffirait simplement de stabiliser cette dernière à 10 ou 11 V à l'aide d'une diode zener.

2° Le semi-conducteur 2N4987 de General Electric Company est un interrupteur unilatéral au silicium (donc un genre particulier de thyristor) ; tension commutable max = 10 V ; min. = 6 V sous 1 A ; gate = 1,5 V 175 mA. Brochage : voir figure RR–11.06.

3° Le modulateur en anneau est un circuit, un dispositif, qui permet notamment d'éliminer l'onde porteuse dans une transmission radioélectrique modulée en amplitude.

Réalisée par des modulateurs en anneaux, la modulation en amplitude sans porteuse est couramment utilisée dans la téléphonie à courants porteurs, en radiocommunication OC et VHF en bande latérale unique (et même en télévision dans les systèmes NTSC et PAL).

Naturellement, en réception, on peut retrouver aussi un démodulateur en anneau fonctionnant selon un principe inverse et permettant la détection normale des signaux transmis, grâce à une reconstitution locale de la porteuse supprimée à l'émission.

●

RR – 11.07 : M. Maurice Damas, 37 TOURS :

1° sollicite des précisions sur le code des couleurs de marquage des diodes ;

2° nous demande les caractéristiques, utilisations, correspondances de divers diodes et transistors ;

3° souhaite obtenir des précisions sur le nettoyage par ultrasons.

1° Il existe effectivement un code des couleurs (Jedec) pour le marquage des diodes. Les couleurs indiquent les **mêmes** chiffres que dans le cas des résistances ou des condensateurs ; il y a donc **quatre** anneaux de couleurs indiquant chacun un chiffre. Le premier chiffre correspond à l'anneau le plus large, anneau qui indique également le côté « cathode ». A l'avant des quatre chiffres, on sous-entend le préfixe 1N...

Mais attention ! De nombreuses diodes sont marquées avec des anneaux de couleurs qui n'ont rien à voir avec ce **code normalisé,** mais qui correspond à un code **particulier** au fabricant.

2° Caractéristiques maximales des diodes :

BA157 : diode de commutation silicium ; tension inverse de crête = 400 V ; intensité directe = 10 mA ; temps de commutation = 500 ns. Correspondances : BA131, BA145, BAY89, 1N4004.

BY127 : redresseuse silicium ; tension inverse de crête non récurrente = 1 250 V, récurrente = 800 V ; intensité directe = 1 A. Correspondances : BY142, BY250, BY112, BY103, BY133, BY152N, BY178, 1N3196, 1N4006.

BY188 : redresseuse silicium ; tension inverse de crête = 25 V ; intensité directe = 1,2 A. Correspondance : BY 196.

1N4384 : redresseuse silicium ; tension inverse de crête = 400 V ; intensité directe = 1 A. Correspondances : 1N4004, 1S103.

Correspondances et utilisations principales des transistors suivants :

2SA17 : germanium PNP ; amplification HF : AF124, AF126, AF200, 2N3323, 2N3325.

2SA210 : germanium PNP ; commutation : ASY26, ASY27, 2N1306.

2SB77 : germanium PNP ; amplification BF : AC122, AC125, AC126, AC151, 2N1191, 2N1194.

2SB228 : germanium PNP ; amplification BF ; commutation, étage de puissance TV : au 107, au 110, 2N5324, 2N5325.

3° Nous supposons qu'il s'agit pour vous de construire une cuve de nettoyage par ultrasons. Dans ce cas, le signal issu du générateur à ultrasons (36 à 41 kHz) doit être appliqué sur un **transducteur,** c'est-à-dire un disque de piézoxyde fixé sur le fond de la cuve. Voyez par exemple le montage proposé dans le n° 1583, page 218.

●

RR – 11.08 : M. Bernard THESSOT, 56 LA GACILLY :

1° nous demande conseil pour le dépannage d'un téléviseur ;

2° nous questionne vis-à-vis de la stabilité des quartz ;

3° désire connaître les caractéristiques et les correspondances des transistors BF414 et BF441.

1° Concernant le défaut que vous observez sur votre téléviseur, il ne peut s'agir que :

– soit d'une défectuosité dans le cadrage vertical (déplacer l'ensemble de l'image vers le haut par le réglage prévu à cet effet : lunettes magnétiques sur le col du tube cathodique ou cadrage électrique, selon le cas) ;

– soit d'un manque d'amplitude verticale du balayage trame (augmenter cette amplitude par le réglage du potentiomètre prévu à cet effet).

La détermination du défaut peut être aisément faite par l'observation de la mire transmise tous les jours par les émetteurs (cadrage incorrect **ou** amplitude verticale insuffisante).

Contrairement à ce que vous supposez, tous les téléviseurs possèdent un réglage de l'amplitude verticale de l'image ; certes, il n'est pas forcément accessible depuis l'extérieur du coffret, mais il existe certainement néanmoins sur la plaquette (ou platine) « base de temps verticale ».

2° Un quartz est en effet sujet au vieillissement. Durant 6 mois à 1 an après sa fabrication, la fréquence d'un quartz peut varier très légèrement ; après quoi, elle est définitivement stable si le quartz est utilisé en milieu thermostaté. Notez également que certains fabricants de quartz utilisent des procédés de vieillissement artificiel et accéléré.

3° Caractéristiques maximales des transistors :

BF414 : silicium PNP ; amplificateur pour étage d'entrée FM ou VHF ; Pc = 300 mW ; Vcb = 40 V ; Vce = 30 V ; Veb = 4 V ; Ic = 25 mA ; h fe = 80 pour Ie = 1 mA et Vcb = 10 V ; Ft = 560 MHz.

Correspondances : BF324, BF500, BF509, BF914, BF939.

BF441 : silicium PNP ; amplificateur FI pour AM ou FM ; Pc = 300 mW ; Vcb = Vce = 40 V ; Veb = 4 V ; Ic = 25 mA ; h fe = 30 pour Ie = 1 mA et Vcb = 10 V ; Ft = 250 MHz.

Correspondances : BF451, BF324, BF540, BF542.

●

RR – 11.09 : M. Alain Rizand, 11 NARBONNE, nous questionne :

1° sur la possibilité d'installation et les avantages d'un amplificateur HF à MOS-FET supplémentaire à l'avant d'un récepteur ;

2° Sur l'observation visuelle des signaux de radio ;

3° sur les transistors 40 080, 40 081 et 40 082.

1° Il est parfois possible d'ajouter un étage amplificateur HF à MOS-FET à l'avant d'un récepteur manquant de sensibilité ; pour en juger, il nous faudrait pouvoir consulter le schéma de ce récepteur. De toute façon, pour que cet étage amplificateur HF soit valable et efficace, il faut qu'il soit accordé (et non pas apériodique) ; d'où nécessité de circuits L/CV accordés auxiliaires sur les bandes à recevoir.

2° Il existe deux procédés d'observation visuelle des signaux radio à la réception :

– l'observation oscilloscopique simple (l'entrée de l'oscilloscope est connectée sur l'étage détecteur du radiorécepteur) ;

– l'observation panoramique (d'une certaine largeur de bande de fréquences) ; dans ce cas, le tube cathodique est attaqué par un adaptateur panoramique spécial à balayage de fréquence.

3° Les transistors types 40 080, 40 081 et 40 082 sont des fabrications R.C.A.

L'un des distributeurs en France de cette firme est :
R.E.A.
9, rue Ernest Cognacq
92300 Levallois-Perret.

Il s'agit là d'un jeu de trois transistors d'émission spécialement conçus pour être utilisés ensemble et dans des étages successifs, notamment sur la bande 27 à 30 MHz.

●

RR-11.10 : M. Raymond Duclos, 48 MENDE :

1° nous demande des éclaircissements vis-à-vis des expressions « fréquence de balayage » et « vitesse de balayage » relevées sur des notices techniques d'oscilloscopes ;

2° nous questionne au sujet du déparasitage d'un ensemble amplificateur BF + radiorécepteur + modulateur de lumière.

1° La fréquence et la vitesse de balayage sont liées par la formule :

$$T = \frac{1}{F}$$

avec F en hertz et T en secondes.

Exemple :
pour F = 50 Hz, on a :

$$T = \frac{1}{50} = 0{,}02 \text{ s}$$

(soit 20 ms)

2° Concernant le déparasitage de votre ensemble, nous pensons que vous faites allusion aux filtres secteur. Un tel filtre pourrait être utilisé à l'entrée secteur de l'amplificateur BF et un autre filtre secteur pourrait être intercalé sur le jeu de lumière.

Un filtre secteur de ce genre a été décrit dans notre article intitulé « Parasites, Interférences, Perturbations » publié dans le n° 1490 (p. 215) auquel nous vous prions de bien vouloir vous reporter.

Il est également possible de placer l'ensemble du jeu de lumière dans un coffret métallique, ce dernier étant connecté à une bonne prise de terre.

Néanmoins, nous ne vous dissimulerons pas que la meilleure efficacité de déparasitage est obtenue en intervenant directement sur chaque triac du modulateur de lumière. Pour cela, veuillez par exemple consulter nos numéros suivants : 1334 (p. 232), 1338 (p. 232) et 1511 (p. 189).

●



RR – 11.11–F : M. Pierre Maillard, 68 SAINT-LOUIS :

1° nous demande conseil pour la construction d'une polarisation destinée à un amplificateur linéaire de puissance HF ;

2° sollicite des renseignements pour la fabrication d'un détecteur de radio-activité ;

3° désire connaître les caractéristiques, le brochage et les correspondances du transistor 2N2714.

1° Dans le montage envisagé, l'utilisation du circuit intégré MPC1000 permettait l'ajustage souple et facile de la polarisation entre 0,4 et 0,9 V. Nous ne pouvons pas vous dire si Motorola propose

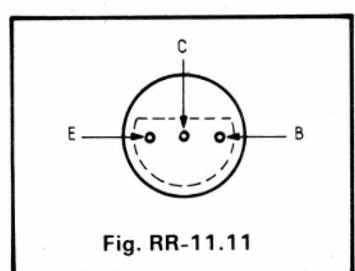


Fig. RR-11.11

présentement un circuit intégré équivalent au MPC1000 ; c'est une question à poser à cette firme.

Une autre solution consisterait à utiliser une polarisation obtenue à partir de simples diodes (une ou plusieurs en série selon la tension de polarisation souhaitée) dans un montage tel que celui représenté sur la figure XIV-60 de l'ouvrage « L'émission et la réception d'amateur » (10e édition).

2° Nous avions décrit un montage de détecteur de radio-activité dans notre n° 1106 ; malheureusement, ce numéro est épuisé depuis longtemps déjà...

Un convertisseur THT pour tube Geiger-Muller a été décrit récemment dans notre n° 1649.

Enfin, dans le n° 11 d'Electronique Applications, à la page 139, vous pourriez prendre connaissance d'une étude sur les détecteurs de radiations nucléaires.

Ce sont les seuls documents traitant de ce sujet que nous pouvons vous proposer dans l'immédiat.

3° Caractéristiques maximales du transistor 2N2714 :

Silicium NPN ; Pc = 200 mW ; Vcb = Vce = 18 V ; Veb = 5 V ; Ic = 200 mA ; h fe = 80 pour Ie = 2 mA et Vcb = 4,5 V. Correspondances : BC383, BC548, BC583, 2N2220, 2N2222.

Brochage : voir figure RR–11.11.

●

RR – 11.12 : M. Jean-Paul Durieux, 55 BAR-LE-DUC :

1° désire le schéma d'un fréquencemètre « descendant » à 1 Hz ;

2° nous demande comment étalonner une base de temps à quartz 10 MHz à l'aide d'un récepteur de radio ;

3° désire prendre connaissance de schémas de circuits de protection d'enceintes acoustiques.

1° Nous ne disposons d'aucun schéma de fréquencemètre descendant à 1 Hz. En principe, pour les fréquences très basses, disons au-dessous de 20 Hz, on mesure la période. Cette mesure peut se faire avec **précision** et l'on peut en tirer la fréquence en effectuant un calcul simple

$$(F = \frac{1}{T})$$

2° Pour régler une base de temps à quartz 10 MHz à l'aide d'un récepteur de radio, il faut utiliser un récepteur de trafic très sensible permettant la réception des émissions de WWV (sur 10 MHz) et l'on procède par battement.

3° Nous vous signalons que des montages de circuits de protection pour enceintes acoustiques ont été décrits dans nos numéros suivants : 1450 (p. 155), 1598 (p. 137), 1630 (p. 247) et 1638 (p. 213).

●

RR – 11.13 : M. Jacques Dumas, 42 ROANNE :

1° nous demande conseil pour la transformation d'un synchroscope (de récupération) en oscilloscope ;

2° aimerait connaître la marche à suivre pour démagnétiser une tête enregistrement/lecture de magnétophone à cassette ;

3° aimerait transformer un téléviseur aux normes C.C.I.R. (acheté à l'étranger) pour son utilisation en France.

1° Nous voyons d'un assez mauvais œil les transformations que vous envisagez d'entreprendre sur un synchroscope pour en obtenir un oscilloscope. En effet, seuls le tube cathodique et son alimentation pourraient être conservés ; tout le reste de l'appareil doit être démoli et remplacé par les étages habituels que l'on rencontre sur tout oscilloscope : base de temps, amplificateur vertical, synchronisation, effacement, etc.

Par ailleurs, il serait bon de construire ces étages, non pas à lampes (de plus en plus difficiles à se procurer) mais à transistors. Pour cela, vous pourriez vous reporter utilement aux articles qui ont été publiés sur ce sujet dans nos numéros suivants : 1396 (p. 149), 1405 (p. 237), 1410 (p. 136), 1416 (p. 146), 1420 (p. 140) et 1429 (p. 163).

2° La tête du démagnétiseur doit être placée en contact mécanique avec la tête enregistrement/lecture à démagnétiser ; puis, on applique le courant sur le démagnétiseur et on l'éloigne **lentement.** Une seule opération suffit. Voyez notre n° 1616, page 100.

3° Nous vous rappelons que la transformation des téléviseurs aux normes C.C.I.R. pour leur utilisation sur les normes françaises a fait l'objet d'un article publié dans notre n° 1322, page 107.

Néanmoins, nous vous rappelons aussi qu'un appareil quel qu'il soit, réalisé avec des circuits intégrés et sur circuits imprimés, n'est pratiquement pas modifiable... cela se conçoit aisément.

●

RR – 11.15 : M. Malaize, 51, rue Jeanniot, 21000 DIJON, recherche, à titre de prêt, les notices et schémas du téléviseur Crown modèle 9 TV 309.

●

L'ANTENNE

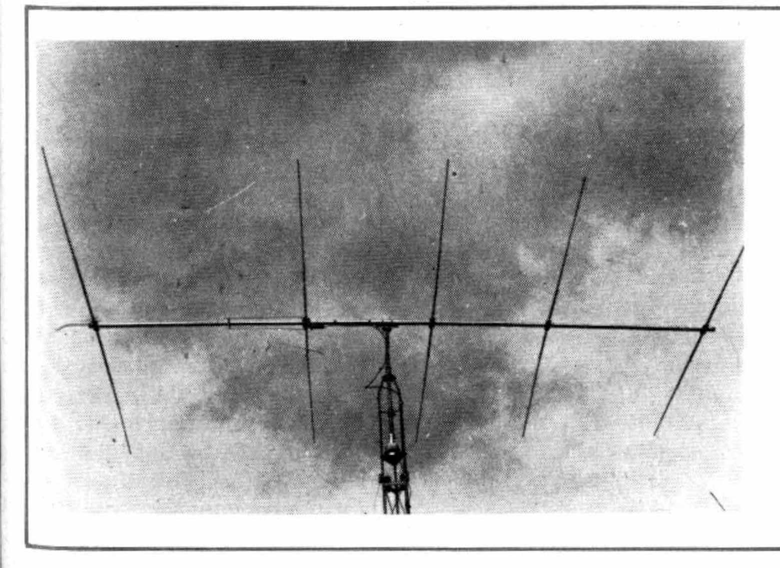
A GRAND GAIN 105 BA (hy-gain)

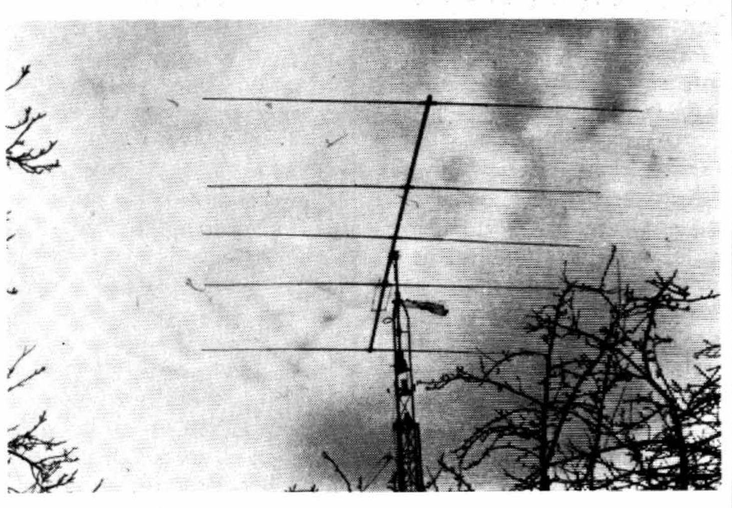
(5 ELEMENTS-28 MHz)

L'ANTENNE Hy-Gain 105BA est une Yagi monobande à 5 éléments et à grand espacement donnant un gain-avant de 12 dB et un rapport avant-arrière de 20 à 25 dB lorsqu'elle est installée à une hauteur minimum au-dessus du sol d'une onde entière, c'est-à-dire 10 mètres.

Les dimensions peuvent paraître hors de portée pour une installation d'amateur. En effet, si la longueur des éléments est de l'ordre de 5 mètres, ce qui reste tout à fait acceptable, par contre le boom est un tube de duraluminium de 50 mm de diamètre et de quelque 7,30 mètres de long, ce qui peut faire reculer.

Nous avouons avoir beaucoup réfléchi avant d'en décider, mais notre passion immodérée, bien connue, pour les aériens nous a donné l'audace nécessaire. Et nous ne le regrettons pas ! Il faut reconnaître que nous sommes grandement aidé par la disposition d'un pylône autoportant, télescopique qui a été, lui aussi, l'objet d'une longue réflexion et qui nous permet de monter ou de descendre n'importe quelle antenne en moins d'un quart d'heure, ce qui n'a pas peu contribué à la décision finale. Et puis, si l'on doit faire des comparaisons, une trois éléments Yagi tribandes n'est pas non plus à classer dans la catégorie des antennes portatives. De son côté, la fameuse 16 éléments 144 MHz de F9FT mesure





6,40 mètres de long et c'est, à sa manière, un « monument ». Tout cela pour dire qu'après tout, une antenne de 7 mètres de long est parfaitement viable et, expérience faite, cette affirmation se justifie tout à fait. La bande 28-30 MHz étant particulièrement favorable aux liaisons à très grandes distances, nous avons apprécié de pouvoir passer partout, même à travers le QRM, à certaines heures très violent et de recevoir la plupart du temps des réponses multiples à nos appels ainsi que des reports de 59 et au-delà, aux antipodes. Bien entendu, ses qualités se retrouvent à la réception où les signaux arrivent très fort avec une atténuation spectaculaire sur les pointes et sur l'arrière, ce qui est absolument remarquable. Ces résultats découlent de la conception de l'antenne elle-même, qui ne fait aucun sacrifice au moindre compromis comme c'est forcément le cas dans les antennes à trappes résonnantes dans lesquelles l'espacement pour la bande de fréquences la plus basse est forcément réduit, par exemple.

Ici, au contraire, tout a été conçu en vue d'un meilleur gain et du rapport avant-arrière le plus favorable. La figure 1 représente, telle qu'elle doit être assemblée au sol, l'antenne 105BA et le détail des dimensions dont on peut, bien entendu, s'inspirer étroitement. Sans aller plus avant, nous observons qu'elle comporte, en arrière du dipôle, un réflecteur espacé de 0,225 λ et, en avant, trois directeurs, distants respectivement de : 0,135, 0,125 et 0,175. Mis à part le dipôle, les éléments parasites sont montés « tout à la masse par des blocs d'assemblage en aluminium moulé avec vis de blocage, permettant d'aligner tous les brins dans le même plan. Il en est de même pour le bloc central, qui permet, à la fois, l'assemblage des deux moitiés du boom et la fixation, au mât, de l'antenne (fig. 2). De ce fait, les brins parasites sont constitués par l'assemblage, en une seule pièce, de tubes télescopiques de diamètre régulièrement décroissant, ce qui concourt à donner à chacun une parfaite rigidité qui donne, à l'ensemble, bonne allure. C'est ainsi que le réflecteur est constitué par une section de tube de duraluminium de 1,12 mètre × 2 de long et de 22 mm de diamètre, prolongée à ses extrémités par deux tubes de 61 cm de long dépassant de 55 cm, elles-mêmes terminées par deux tubes de 11 mm de diamètre et de 122 cm de long, engagés provisoirement d'environ 20 cm, la mise au point définitive devant intervenir le moment venu. Pour tous les autres brins, y compris le dipôle radiateur, nous disposons de deux brins de 22 mm de diamètre et 61 cm de long dans lesquels s'insère un tronçon de 16 mm et de 66 cm, dépassant de 60 cm à chaque extrémité et complété par un tube de 11 mm et 147 cm de long pour le dipôle (ou 140 cm pour les directeurs) dépassant provisoirement d'environ 135 cm. Pour le directeur, la partie centrale, c'est-à-dire le tube de gros diamètre (22 mm), libre, est enfoncé dans un manchon isolé et mis en place dans la pièce d'assemblage, conformément à la figure 3. Quant aux trois directeurs, ils sont fixés bout à bout et assujettis au boom, conformément à la figure 4 (montage en tout à la masse). Lorsqu'on en est arrivé là, le montage au sol est pratiquement terminé. Reste à vérifier que tous les éléments sont rigoureusement dans le même plan, et à bloquer les vis-pointeaux qui maintiendront leur parfaite horizontalité.

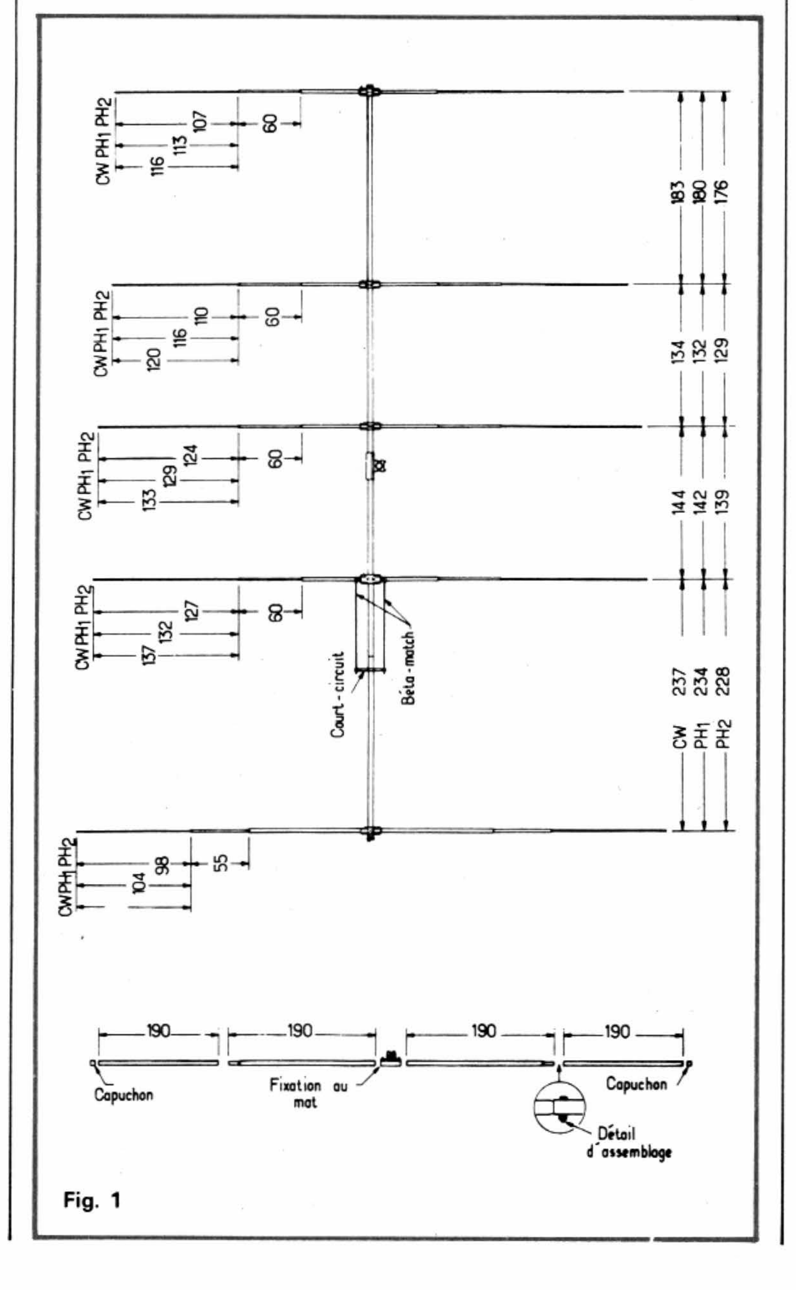


Fig. 1

Ainsi que le montre la figure 5, les tubes « récepteurs » sont fendus sur quelques centimètres à une extrémité et pourvus de colliers de serrage qui permettent de maintenir en place les tubes coulissants, après en avoir réglé la longueur à la demande. On remarquera que la position du collier, par rapport à la fente du tube, n'est pas indifférente et la figure de référence précise bien quelle disposition on doit adopter pour que le serrage soit efficace. Les colliers sur 22 mm seront bloqués lorsque les tubes de 16 mm mesureront 55 cm pour le réflecteur et 60 cm pour tous les autres éléments. La différence de longueur des éléments selon leur rôle et leur distance par rapport au dipôle, résulte de la longueur donnée aux tubes terminaux de 11 mm. Cette opération demande un choix entre la partie de la bande sur laquelle on travaille le plus couramment, lequel est à faire une fois pour toutes. CW, est relatif à la bande télégraphie et à la partie inférieure de la bande téléphonie, la résonance se situant aux environs de 28,3 MHz, fréquence pour laquelle le T.O.S. est de 1/1 pour atteindre 1,3/1 à ± 300 kHz. Le rapport avant-arrière, qui diminue à mesure qu'on s'écarte de la résonance, est voisin de 30 dB dans le meilleur cas et de l'ordre de 20 dB à ± 300 kHz.

PH_1 correspond à une résonance au voisinage de 28,75 MHz, c'est, nous semble-t-il, le réglage qui correspond le mieux au trafic en téléphonie pour un européen puisque entre 28,3 MHz et 29,200, le rapport d'ondes stationnaires se tient au-dessous de 1,5/1. Nous ne citerons, que pour la chronique, le réglage PH_2 qui couvre le

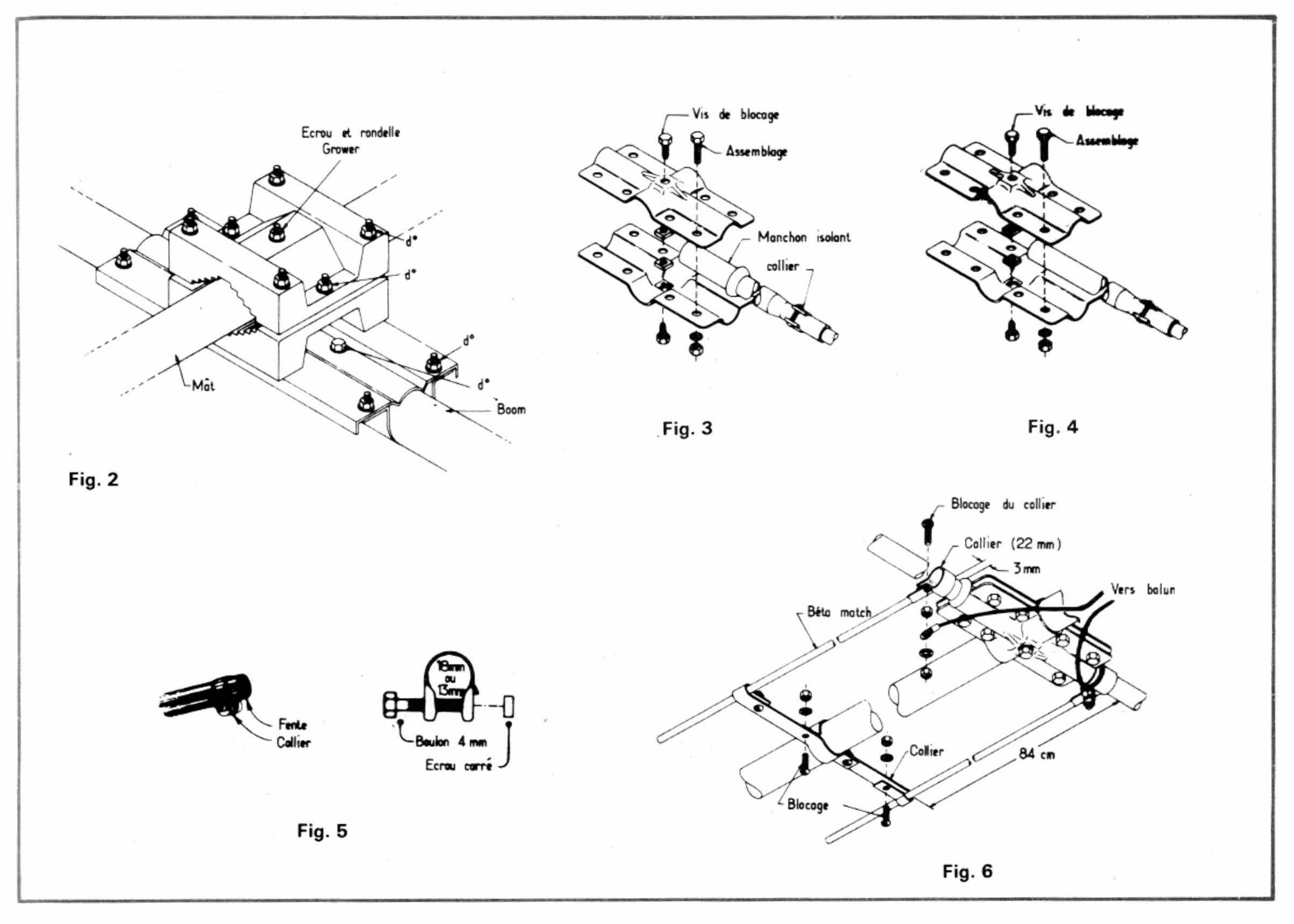


Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

Fig. 5

Fig. 6

haut de gamme, centré sur 29,3 MHz à ± 400 kHz, et n'est pas intéressant pour un radio-amateur européen, la partie de la bande la plus fréquentée étant la partie centrale, pour les stations travaillant en téléphonie (SSB) s'entend. Il reste à alimenter cette antenne et à réaliser une adaptation correcte à une ligne 50 Ω. C'est ce que permet d'obtenir le système d'adaptation de type beta-match, assez semblable à « l'épingle à cheveux » bien connue et dont le point médian, rigoureusement neutre, est ramené à la masse, c'est-à-dire au boom. La figure 6 reproduit clairement le montage du beta-match qui est constitué par deux tiges d'aluminium de 90 cm de long et 6 mm de diamètre, disposées parallèlement au boom et de part et d'autre de celui-ci. Un court-circuit, constitué comme le reproduit le détail de la figure par une bande d'aluminium préformé de 16 mm de large, sert à la fois de support et de fixation. Il se situe à 84 cm du dipôle. Sans entrer dans le détail du fonctionnement de ce système d'adaptation, disons que l'antenne forme un circuit résonnant parallèle dans lequel la résistance apparaît en série avec sa capacitance. L'impédance d'un tel circuit varie inversement avec la résistance de l'antenne, ce qui permet en partant d'une résistance faible de faire apparaître aux bornes du circuit résonnant une résistance très grande. Les valeurs d'inductance et de capacitance sont choisies de telle manière que la résistance équivalente soit égale à 50 Ω, ce qui serait évidemment loin d'être le cas sans ce dispositif puisque l'impédance de l'antenne est d'une dizaine d'ohms seulement !

La composante capacitive est obtenue en raccourcissant légèrement le dipôle tandis que l'élément inductif est constitué par l'épingle à cheveux qu'on a ajoutée aux bornes du dipôle. C'est une question qui mériterait un plus long développement mais tel n'est pas notre propos.

Telle qu'elle se présente, notre antenne est terminée. Bien entendu, sa construction et son adaptation étant symétriques, elle ne peut être alimentée convenablement qu'au moyen d'une ligne symétrique de 50 Ω. Mais, comme ce matériel n'est pas courant, mieux vaut interposer un balun (transformateur à entrée dissymétrique et sortie symétrique de rapport 1/1), solution qui présente tous les avantages et à laquelle on ne connaît pas d'inconvénients. Si nous recommandons le BN86 de Hy-Gain, également, c'est parce que nous l'utilisons depuis longtemps. On le fixe sur le boom, aussi près que possible du dipôle, de manière à réduire au minimum la longueur des connexions qui ne devront pas dépasser 15 cm. Nous recommandons de les réaliser en tresse de cuivre car le gros fil est trop rigide et travaille sur les bornes du balun. C'est un détail qui a son importance.

A partir de ce moment, on pourra hisser l'antenne, ce qui est un jeu d'enfant avec un mât basculant. Et on constatera avec satisfaction que les performances annoncées sont parfaitement confirmées. (Description et expérimentation réalisées grâce à la bienveillante assistance des établissements Serci.)

Robert PIAT
F3XY